ANNO V • NUM. 3
Da pag. 81 a pag. 120

Spedizione in abbonamento postale - III Gruppo

MAGGIO 1950

LIRE 250

IN QUESTO NUMERO:

ANNO V

NUM. 3

Da pag. 81 a pag. 120

MAGGIO 1950

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO:

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Via Garibaldi 16 . Tel. 47.091-92-93-94
Conto Corrente Postale n. 2/30126 . Casella Postale n. 351.

Il presente numero in Italia L. 250 (arretrato L. 300); all'Estero L. 500 (arretrato L. 600)

ABBONAMENTI: A 6 numeri L. 1350; a 12 numeri L. 2500; a 24 numeri L. 4250; a 36 numeri L. 5800.

La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista. Spedizione in abbonamento postale.

INIZIATIVE DI COMMERCIANTI PER LA DIFFUSIONE DELLA RADIO

A Napoli il concorso "Compriamo la Radio".

Nei mesi di febbraio e marzo a Napoli, per iniziativa della locale Associazione Commercianti Materiale Radio, si è svolto un interessante concorso dotato di premi per circa un milione di lire (una automobile Fiat 500 C ed una motoleggera).

Alla manifestazione, denominata « Compriamo la radio », hanno aderito oltre trenta Ditte radiorivenditrici di Napoli.

Il concorso era riservato ai primi 1.200 acquirenti di un apparecchio radio nuovo a 5 valvole in uno dei negozi delle Ditte partecipanti al concorso.

Ogni acquirente, all'atto dell'acquisto dell'apparecchio, riceveva un tagliando numerato che veniva staccato da un blocco-matrice su cui venivano riportate a cura del rivenditore le generalità dell'acquirente: il numero recato dal tagliando corrispondeva a quello con cui l'acquirente partecipava al sorteggio dei premi.

La manifestazione ha avuto un esito felicissimo e si è conclusa il giorno 31 marzo u. s. al Politeama Giacosa di Napoli con la premiazione dei vincitori, svoltasi nel corso di uno spettacolo pubblico radiotrasmesso dalla Radio Italiana.

A Firenze il concorso "6 Lambrette".

Per iniziativa di un gruppo di commercianti radio fiorentini si sta svolgendo nel corrente mese di aprile a Firenze un concorso a premi che presenta caratteristiche analoghe alla manifestazione svoltasi a Napoli.

Infatti tutti coloro che acquisteranno un apparecchio radio presso una delle 22 Ditte partecipanti, concorreranno a 6 estrazioni settimanali di una moto Lambretta.

Le estrazioni hanno luogo alla domenica alla presenza del pubblico nei locali dell'Unione Commercianti di Firenze.

La interessante manifestazione sta ottenendo un vivissimo successo, per cui si pensa di estenderla anche in altre città.

Concorso rivenditori 1950. Due milioni di premi.

La Radio Italiana indice per i mesi di maggio e giugno *un concorso a premi riservato ai rivenditori radio*, dotato di premi per due milioni di lire in Buoni del Tesoro.

Possono partecipare al concorso tutte le Ditte regolarmente autorizzate alla vendita e alla riparazione di materiale radioelettrico che, nel corso dei mesi di maggio e giugno p. v., presentino alla RAI dei nuovi abbonati alle radioaudizioni.

La presentazione dei nuovi abbonati dovrà essere effettuata con le modalità solite, inviando alle competenti Sedi della RAI gli importi dei canoni o ratei di nuovi abbonamenti accompagnati dai previsti moduli arancione ed azzurri, a seconda che si tratti di nuovi abbonamenti privati o di nuovi abbonamenti speciali.

Per ogni nuovo abbonato regolarmente presentato alla RAI nel periodo dal 1° maggio al 30 giugno 1950 verrà comunicato ad ogni rivenditore un numero distintivo, col quale egli parteciperà ai sorteggi dei premi che avranno luogo in due riprese alla fine dei mesi di maggio e di giugno p. v.

Le estrazioni avranno luogo pubblicamente in Torino presso la Direzione Generale della RAI, con tutte le garanzie di legge, alla presenza dei rappresentanti dell'Associazione Nazionale Commercianti Radio (ANCRA).

I premi in sorteggio ammontano complessivamente a *due milioni* di lire in Buoni del Tesoro, suddivise in 20 *premi del valore di L. 100.000 caduno.*

La nuova iniziativa della RAI è intesa a dare un tangibile riconoscimento all'attività di collaborazione che la categoria dei commercianti radio esplica a favore della diffusione della radiofonia in Italia: è nell'interesse di ogni commerciante di presentare nel periodo di svolgimento del concorso il maggior numero possibile di nuovi radio abbonati.

Il compito sarà notevolmente facilitato dal fatto che nel periodo di svolgimento del concorso verrà effettuata una manifestazione di propaganda riservata ai nuovi abbonati alle radioaudizioni denominata « *Giugno Radiofonico 1950* ».

Anticipo apertura stazioni radio.

Nell'intento di aderire al desiderio espresso dalla categoria commercianti e riparatori Radio, la RAI ha deliberato di *anticipare l'apertura delle stazioni trasmittenti* (Stazioni Prime) alle ore 10,30 del mattino con decorrenza dall'11 aprile corrente.

A tale ora, tutti i giorni tranne il giovedì e la domenica, va in onda « Casa Serena », la nuova trasmissione dedicata alla donna.

Anche questa iniziativa, che si è potuta realizzare superando notevoli difficoltà tecniche ed economiche, è destinata a favorire l'attività dei radiocommercianti, sia per le prove di audizione in negozio, in un'ora solitamente di afflusso del pubblico, sia per le prove tecniche di laboratorio.

Radiotraguardi comunali.

Una originale ed interessante iniziativa, tendente a favorire la diffusione della radio nelle zone rurali della penisola, è stata presa dalla Radio Italiana.

Si tratta dei « Radiotraguardi comunali », manifestazione a premi che si rivolge direttamente ai Sindaci di tutti i comuni d'Italia con popolazione inferiore ai 10.000 abitanti, invitandoli ad adoperarsi attivamente presso gli abitanti del loro comune affinchè — entro il 31 dicembre del corrente anno — il numero dei radioabbonati salga fino a raggiungere quello fissato in concorso (« radiotraguardo »).

Per ogni traguardo raggiunto la RAI assegnerà al Comune un premio consistente in uno o due apparecchi radio riceventi da destinarsi, a discrezione del Sindaco, alla Scuola o all'Ente Comunale di Assistenza o all'ospedale, ecc.

Da parte dei Sindaci interessati sono già pervenuti alla RAI i primi consensi e le prime adesioni.

Segnaliamo che alcuni commercianti radio hanno pensato di sfruttare la presente manifestazione prendendo accordi diretti coi Sindaci per attuare di comune accordo e con reciproco interesse delle iniziative locali di propaganda.

Le Sedi della RAI competenti per territorio sono a disposizione degli interessati per maggiori delucidazioni. (506)

Il nuovo trasmettitore di Pescara.

Il nuovo trasmettitore di Pescara, della potenza di 25 kW, sorge in località S. Silvestro a pochi chilometri dalla città, in posizione panoramica dominante un buon tratto della costa adriatica. La stazione è installata in un edificio appositamente costruito che ospita anche gli impianti accessori. In un secondo edificio adiacente si trovano le abitazioni per il personale. A circa 150 metri di distanza dall'edificio del trasmettitore si erge l'antenna trasmittente, costituita da una torre a traliccio in ferro a sezione quadrata dell'altezza di 122 metri. Essa è mantenuta in posizione verticale da 8 stralli in fune d'acciaio ad alta resistenza facenti capo a 4 blocchi di calcestruzzo annegati nel terreno a 75 metri dalla base della torre stessa. Tutto il peso della torre grava su di una coppia di isolatori in porcellana speciale ad alta resistenza che costituiscono l'isolamento di base dell'antenna.

Presso la base della torre un'apposita cabina in muratura contiene gli organi necessari alla sintonizzazione dell'antenna sull'onda di lavoro.

Una speciale linea a 5 fili in treccia di rame sostenuta da pali in cemento armato trasporta l'energia a radiofrequenza del trasmettitore all'antenna. Nel salone centrale del fabbricato principale è installato il trasmettitore vero e proprio, costituito da una struttura a ferro di cavallo racchiudente i vari stadi amplificatori a radiofrequenza ed il modulatore.

Di fronte al trasmettitore è situato il banco di controllo sul quale sono montati i dispositivi di comando e gli strumenti indicatori delle condizioni di funzionamento delle diverse parti dell'impianto. Nelle sale adiacenti si trovano la cabina di trasformazione e distribuzione dell'energia elettrica, il complesso di refrigerazione dell'acqua, il pilota a cristallo di quarzo ad altissima stabilità che mantiene la stazione sulla frequenza di lavoro ed altri impianti accessori.

Il nuovo trasmettitore, che impiega nel suo stadio finale il sistema Doherty ad alto rendimento, funziona sull'onda di m 225,4 pari a 1331 kHz ed è destinato a diffondere il programma della Rete Azzurra in quasi tutto l'Abruzzo e Molise ed in parte delle regioni confinanti.

I programmi gli vengono inoltrati dalla stazione di Roma della RAI per mezzo di una linea telefonica aerea della TIMO, che è stata equipaggiata dalla RAI con apposite apparecchiature musicali a frequenza vettrice. (508)

NOTIZIE BREVI

CONCORSI A BORSE DI STUDIO

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha pubblicato i bandi di concorso a 82 borse di studio da usufruirsi presso istituti o laboratori esteri o italiani.

Le borse da usufruirsi all'estero sono 3 per ciascuna delle seguenti discipline o gruppi di discipline: fisica e matematica, chimica, ingegneria e architettura, biologia e medicina, agricoltura e zootecnica, geologia geografica e talassografia.

Le borse di studio da usufruirsi in Italia sono 12 per ciascuno dei primi quattro gruppi di discipline suddette ed 8 per gli ultimi due gruppi.

I concorsi sono per titoli e sono indetti separatamente per ciascuno dei gruppi di discipline sopraindicate:

La durata di ciascuna borsa non supera i mesi dieci per quelle all'estero e i mesi otto per quelle in Italia.

L'importo delle singole borse all'estero sarà stabilito dal Presidente del C.N.R. tenendo conto dello Stato estero in cui la borsa stessa dovrà essere usufruita e di ogni altra circostanza. L'importo delle singole borse in Italia è fissato in L. 15.000 mensili se il laboratorio od istituto ove la borsa stessa dovrà essere usufruita ha sede nel luogo di residenza del candidato e di L. 30.000 in caso diverso.

Per tutte le altre norme di partecipazione ai concorsi i candidati possono rivolgersi direttamente al *Consiglio Nazionale delle ricerche*, Piazzale delle Scienze n. 7, ROMA. (507/243)

GERMANIA (Berlino): L'avvenire dell'industria radiofonica.

Secondo quanto pubblica la rivista tedesca « Funk-Wacht », nella zona occidentale di Berlino verrebbe allestita una mostra sotto il motto « Weltmacht Elektron in der Weltstadt Berlin ». Questa rassegna internazionale avrebbe per scopo di evocare l'avvenire dell'industria radiofonica. E' ugualmente in progetto la pubblicazione di una rivista consacrata alla Elettronica nel suo insieme, e che comparirà coll'inizio del 1950. (476/209)

INGHILTERRA: La Radio per l'Aviazione Civile.

Il Ministero per l'Aviazione Civile ha recentemente introdotto un sistema di radiofonia ad altissima frequenza, che permette il contatto continuo con gli aeromobili in volo sulle rotte fra Aberdeen e le Shetland. Il sistema, che impiega sette stazioni, è studiato in modo da consentire il contatto lungo l'intera rotta.

Questa è la prima parte di un progetto inteso a coprire il complesso delle Isole Britanniche con radio telefonia ad altissima frequenza e con radiogoniometria. L'intenzione è che questo rimpiazzi il sistema presente a media ed alta frequenza di comunicazioni radiotelegrafiche e radiogoniometriche.

L'entrata in funzione di questo piano consentirà una

riduzione nel quantitativo di materiale installato a bordo di aereomobili in volo su rotte interne.

Il piano prevede l'impianto di trasmittenti e riceventi collocate strategicamente su posizioni elevate in tutta la Gran Bretagna ed in parte dell'Irlanda del Nord. Le trasmittenti, operanti sul principio delle portanti multiple, saranno modulate dai centri di Controllo del Traffico Aereo di Uxbridge, Barton Hill vicino a Preston e di Prestwick. Le emissioni delle riceventi saranno, naturalmente, convogliate agli stessi centri.
(476/205)

TRASMETTITORI PORTATILI PER LA POLIZIA

La polizia inglese ha constatato che i trasmettitori radio sono di una utilità incalcolabile alle corse, alle partite di calcio e in tutte le altre occasioni in cui vi sono raduni di folla.

Alla Mostra delle Industrie Britanniche, che si terrà dall'8 al 19 maggio ad Earls Court ed Olympia, Londra ed a Castle Braomwich. Birmingham, verranno esposti diversi apparecchi trasmittenti adatti per il servizio dei vigili del fuoco, per le pattuglie di sorveglianza stradale, per le auto pubbliche, ecc.
(489/220)

CARTA RADAR PER NAVI MERCANTILI

L'Ammiragliato inglese ha pubblicato una carta radar delle coste della Manica, che viene venduta in Inghilterra al prezzo di 6 scellini. In essa le coste vengono rappresentate mettendo in particolare evidenza quegli elementi che per le loro caratteristiche possono essere meglio individuati sullo schermo di un radar, e ne facilita così il riconoscimento da parte dei naviganti che si avvicinano alla cieca.
(489/223)

FIERA DEL COMMERCIO A CHICAGO

Il Dipartimento del Commercio Americano comunica che il Comitato delle Assemblee di Chicago ha deliberato di organizzare in quella città una grande *Fiera Internazionale del Commercio* che si terrà, salvo variazioni, dal 7 al 19 agosto 1950.

Con questa manifestazione, il Comitato organizzatore intende offrire alle Ditte straniere l'opportunità di presentare i loro prodotti ad una grande massa di consumatori americani e stranieri che affluiranno durante la Fiera da tutto il territorio degli Stati Uniti, dall'America Latina e da altre parti del mondo, ed a tal fine il Comitato ha già organizzato una grande campagna pubblicitaria in tutto il paese.

Le recenti svalutazioni dei cambi, l'estensione del programma di accordi commerciali e le riduzioni delle tariffe doganali concordate alla Conferenza di Annecy dovrebbero facilitare la partecipazione delle ditte straniere a questa Fiera.

Tutti coloro che intendessero partecipare a questa manifestazione commerciale potranno prendere contatto con Mr. I. S. Anoff, President, Chicago Convention Bureau, Inc. - 33 North La Salle Street, *Chicago*, 2 Illinois, U. S. A. - e contemporaneamente segnalare il nominativo della Società, Ditta o Ente al più prossimo Consolato Americano.
(489/226)

FIERA DEL COMMERCIO A DETROIT

Il Dipartimento del Commercio Americano comunica che il Consiglio del Commercio di Detroit, fra le manifestazioni celebrative del 250° anniversario della fondazione della città, ha deliberato di organizzare in quella città una *Fiera Internazionale del Commercio*, che avrà luogo dal 30 giugno al 15 luglio 1951.

Questa Fiera, che viene organizzata non a scopi lucrativi, da un Ente costituitosi col concorso delle Ditte commerciali, Enti civici di Detroit e delle Autorità dello Stato di Michigan, si propone di offrire a commercianti, industriali o artigiani, l'opportunità di presentare i loro prodotti in una rassegna che sicuramente richiamerà una massa di visitatori, non solo dagli Stati Uniti, ma anche dal Canadà, dall'America Latina e da altre parti del mondo, facilitando in tal modo le vendite della loro migliore produzione.

Tutte queste ditte industriali, commerciali ed artigiane che intendessero partecipare a questa manifestazione internazionale del commercio, potranno prendere contatto con il signor: Mr. John S. Coloman, Director, Detroit Board of Commerce - 320 West Lafayette Avenue, *Detroit*, Michigan, U. S. A. - e nel contempo segnalare al più prossimo Consolato Americano, il loro nominativo.
(489/227)

COLONNA SONORA A REGISTRAZIONE MAGNETICA

Una nuova tecnica realizzata negli Stati Uniti promette seducenti sviluppi nel campo dei film a passo normale e particolarmente di quelli a passo ridotto. Si tratta di un sistema di registrazione magnetica dei suoni che renderà possibile l'aggiunta della colonna sonora anche ai film da 8 mm., di modo che ne riceverà grande impulso la cinematografia educativa e quella per dilettanti.

L'invenzione consiste nella produzione di pellicole provviste di un margine speciale, sul quale i suoni possono essere registrati magneticamente al momento stesso della ripresa del film o successivamente. E, cosa ancora più importante, questa colonna sonora di nuovo tipo non viene alterata dai processi chimici a cui la pellicola dev'essere sottoposta per lo sviluppo e la stampa, mentre invece offre un altro particolare vantaggio, quello di poter essere « cancellata » e sostituita con un'altra registrazione sonora ogni qualvolta ciò si renda necessario.

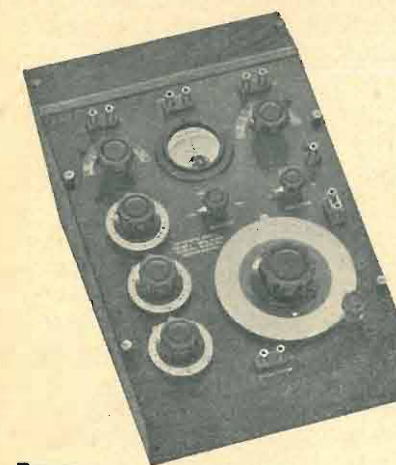
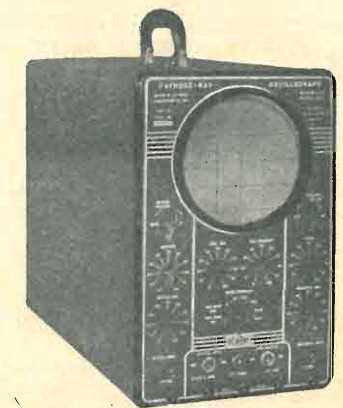
Il nuovo procedimento consente per la prima volta la possibilità di dare una colonna sonora ai film da 8 mm., ma anche nel campo industriale la colonna sonora a registrazione magnetica si va affermando, tanto più che è stato escogitato un sistema ultrarapido per la riproduzione delle copie successive.

Il merito di quest'applicazione spetta principalmente a Marvin Camras, della « Armour Research Foundation » di Chicago. In riconoscimento dell'importanza di essa è stato conferito recentemente a quest'istituzione il premio annuale americano per i progressi tecnici nel campo fotografico.

La « Eastman Kodak Company » e altre principali case produttrici di materiale cinematografico sono all'opera per rendere accessibile a tutti, mediante la produzione su scala industriale, la nuova invenzione. A detta dello stesso Marvin Camras, il nuovo sistema sarà di grande aiuto per la cinematografia educativa, per il fatto che, oltre a ridurre notevolmente il costo di produzione dei film, esso consente di rifare il parlato delle pellicole educative senza difficoltà e con la possibilità di adattarlo alle particolari esigenze di tempo e di luogo e di lingua in modo da rendere il più possibile efficace quest'importante strumento didattico.
(489/228) *Usis*

CORSO DI RADIOPROPAGAZIONE E RADIONAVIGAZIONE PRESSO L'UNIVERSITÀ DI NAPOLI

Promosso dal Centro di Studi sulla radiopropagazione, presso l'Istituto di Fisica Tecnica della Facoltà d'Ingegneria, ha avuto luogo il 15 febbraio l'inaugurazione del primo Corso informativo di radiopropaga-

zione e radio navigazione per laureandi e per gli Ufficiali ed il personale designato delle FF. AA. Il Corso, che ha la durata di 4 mesi, comprende le seguenti 8 materie d'insegnamento: complementi di matematica, calcolo numerico, radiotecnica, onde elettromagnetiche e teoria della propagazione terrestre, ionosfera e propagazione spaziale, propagazione guidata, teoria della radionavigazione, sistemi ed apparati di radionavigazione. Le lezioni, integrate da esercitazioni e visite ad impianti, sono tenute da professori universitari e specialisti nei rispettivi rami della tecnica. (489/230)

STATI UNITI: Le organizzazioni sindacali controllano settantacinque radio emittenti.

WASHINGTON. — Il settimanale economico « Business Week » ha annunciato di recente che le organizzazioni sindacali americane possiedono e dirigono complessivamente 75 stazioni radio locali che prevedono alla diffusione di programmi di particolare interesse per il mondo del lavoro. Tra le maggiori iniziative prese l'anno passato da questa rete radiofonica sindacale, vi sono state le radiocronache, diffuse contemporaneamente da tutte le 75 emittenti, del congresso nazionale della CIO e della conferenza di Londra ove venne fondata la confederazione internazionale dei liberi sindacati. (489/225)

L'ELEMENTO NUMERO 97

BERKELEY (California). — Il gigantesco ciclotrone della Università della California ha permesso di produrre un nuovo elemento chimico — il 97° della scala di Mendeleieff — che è il più pesante finora identificato. Battezzato — almeno per il momento — berkelio in onore della città in cui ha sede l'ateneo californiano, il nuovo elemento è frutto dell'intenso bombardamento di particelle alfa (i nuclei degli atomi di elio), cui sono state sottoposte particelle di curio (l'elemento numero 96). La scoperta del nuovo elemento è dovuta al prof. Glenn T. Seaborg, docente di chimica-fisica presso la università della California, il quale è già noto per aver scoperto, in collaborazione con i suoi assistenti Stanley J. Thomson e Albert Chiorso, altri quattro elementi (93, 94, 95, 96) il nettunio, il plutonio, l'americio ed il curio. Il plutonio, come si ricorderà, è elemento fondamentale per la produzione dell'energia atomica. (489/229)

UN COLORIMETRO ELETTRONICO PER IL COTONE

WASHINGTON. — I tecnici del Dipartimento dell'Agricoltura sono riusciti a realizzare un colorimetro elettronico che permette di classificare con la massima precisione e rapidità i vari tipi di cotone, assegnandoli all'una o all'altra delle classi ufficiali istituite negli Stati Uniti per regolamentare il commercio di questa preziosa fibra tessile. Il colorimetro porta il nome dei suoi inventori, Dorothy Nickerson e Richard S. Hunter. Accurate prove svolte nei laboratori del dipartimento hanno dimostrato che l'apparecchio consente di migliorare considerevolmente la precisione delle classificazioni. Ulteriori esperimenti sono in programma per determinare tutte le possibilità di sviluppo del principio in base al quale lo strumento è stato costruito, anche perchè tale principio è senza dubbio adattabile alla misurazione di altre sfumature cromatiche e può quindi trovare probabilmente applicazioni in diversi campi. (489/231)

LONDRA: Mostra di parti componenti radio.

Ingegneri ed esperti industriali provenienti da diciotto paesi hanno presenziato lunedì 17 aprile alla Grosvenor House, Londra, all'inaugurazione fatta da Sir Robert Renwick, Presidente della radio and Electronic Component Manufacturers Federation, della Mostra organizzata dalla Federazione stessa. I paesi rappresentanti sono: Argentina, Australia, Belgio, Brasile, Guiana Britannica, Cina, Cecoslovacchia, Danimarca, Francia, Italia, Malta, Olanda, Norvegia, Polonia, Spagna, Svezia, Svizzera, Stati Uniti.

La Mostra è rimasta aperta il 17, il 18 e il 19 aprile.

La televisione, la radio, il radar, molti processi industriali elettronici nonchè vari altri apparati di ricerca dipendono per la loro efficienza dall'abilità e dalla cura dei fabbricanti di parti componenti i quali una volta all'anno espongono in privato i loro prodotti e perfezionamenti. A questa, che è la settima esposizione del genere gli espositori furono centodue.

Alcune delle valvole esposte sono così piccole che tre di esse possono entrare in un ditale. Nelle parti componenti in linea generale procede la « miniaturizzazione », particolarmente per gli apparecchi radio d'automobile e di aeroplano ed uno dei risultati è la produzione di più compatti ricevitori televisivi. Pick-ups da grammofono e leghe con resine per saldature sono fra gli articoli esposti specialmente destinati al mercato degli Stati Uniti. Antenne di produzione britannica per televisione sono fra gli accessori venduti in Canadà e nel 1951 la Federazione spera di poter organizzare là un'esposizione.

Le esportazioni totali di parti componenti radio e di apparecchiature per esperimenti hanno superato l'anno scorso il valore di Lst. 4 milioni — circa tre volte la cifra del 1946.
(500/234)

LA VOCE SULLA LUCE

CHICAGO, 21 aprile. — Tecnici della Northwestern University hanno ideato un apparecchio ottico che, per comunicazioni a distanze relativamente brevi, potrà agevolmente sostituire gli apparati R.T.S., quali ad esempio il noto « Walkie-Talkie ». Un raggio di luce, emesso dall'apparecchio trasmittente con intensità variabile a seconda delle modulazioni della voce, viene captato da quello ricevente, che amplifica il segnale ricevuto e da ottico lo trasforma nuovamente in acustico. L'apparecchio, le cui trasmissioni non possono essere nè captate, nè disturbate dal nemico, si presta particolarmente alle comunicazioni tra unità ed unità di formazioni sia navali che aeree.
(500/235)

LUPAM - Localizzatore ultrasonoro per applicazioni mediche (*)

ing. ROGELIO P. McLOUGHIN e
dott. GIROLAMO N. GUSTAVINO
BUENOS AIRES

SOMMARIO: Si descrive un apparecchio per localizzare corpi estranei e zone di non omogeneità nell'interno del corpo umano. L'apparecchio funziona secondo il principio della riflessione impiegando onde ultrasonore, e per questo gli autori lo chiamano LUPAM, sigla di Localizzatore Ultrasonoro Per Applicazioni Mediche. Si danno anche i particolari di alcune prove effettuate, discutendo brevemente i risultati ottenuti. Infine si accenna, come ulteriore sviluppo dell'apparecchio, alla possibilità di ottenere un'immagine di insieme di corpi vivi.

RÉSUMÉ. On décrit un appareil pour localiser corps étrangers et zones inhomogènes qui se trouvent dans l'intérieur du corps humain. L'appareil fonctionne selon le principe de la réflexion en employant des ondes ultra-sonores, et pour cela les autheurs l'ont appellé " LUPAM " qui est l'abréviation des mots: " Localiseur Ultrasonore Pour Applications Médicales. Les détails des épreuves effectuées sont aussi donnés par une brève discussion sur les résultats obtenus. Enfin, on fait allusion à la possibilité d'obtenir une image d'ensemble de corps vifs comme un ultérieur développement de cet appareil.

SUMMARY. An apparatus for the localization of extraneous bodies and non-homogeneous areas inside the human body is described. It operates on the principle of reflection by using ultra-sonic waves and is therefore called " LUPAM " (i. e. the abbreviation for: Ultra-sonic Localizer for Medical Applications). Experimental results are briefly discussed. As a further development of the apparatus the possibility of obtaining a complete image of living bodies is suggested.

1. Generalità.

La necessità di localizzare corpi estranei posti nell'organismo fu sentita fino dagli albori della medicina. Il continuo progresso della scienza rese possibile sostituire gradualmente i metodi rudimentali usati all'inizio con altri di volta in volta più perfezionati, come la radiografia, la radioscopia, la transilluminazione e diversi rivelatori.

Per quanto riguarda questi ultimi, attualmente il problema è soddisfacentemente risolto, nel caso dei corpi magnetici, con l'impiego di rivelatori basati sulla variazione di induttanza di un circuito oscillatorio che, a sua volta, produce una variazione della frequenza generata dall'oscillatore comandato da detto circuito. La variazione di frequenza si mette in evidenza con il confronto con altra frequenza fissa, mediante il battimento risultante dalle due oscillazioni. La figura 1 (1)

FIG. 1. - Uso della sonda dell'apparecchio Berman nella localizzazione di corpi magnetici estranei nell'occhio.

(*) Dattiloscritto in spagnolo pervenuto alla redazione il 29-X-1949. Traduzione e riduzione della Redazione completate il 10-II-1950 (452)

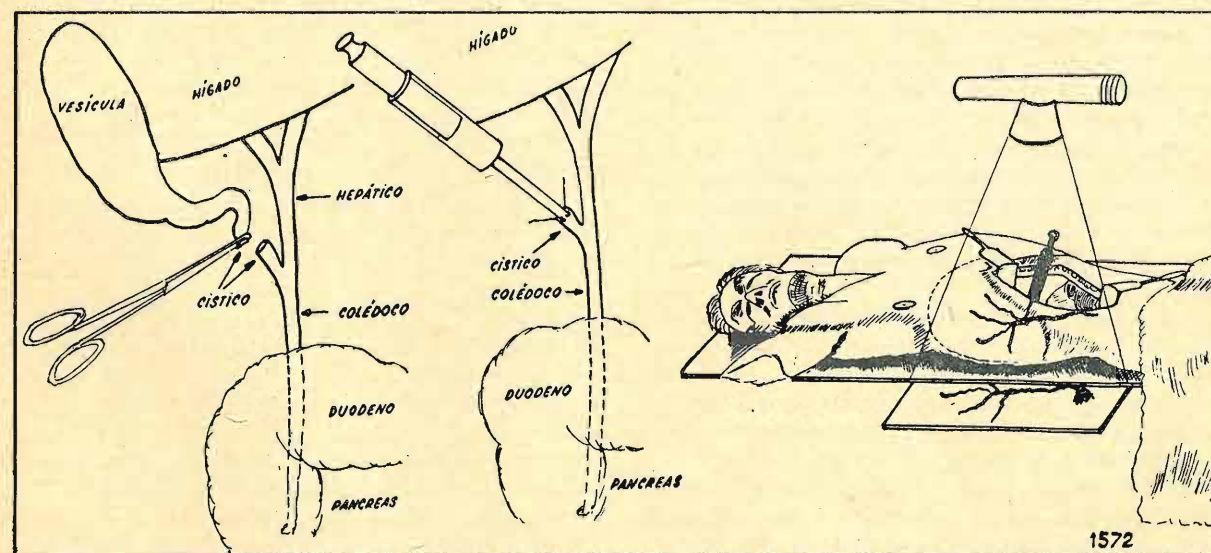



FIG. 2. - Tecnica necessaria per effettuare la radiografia delle vie biliari con iniezione di sostanze opache ai raggi X.

rappresenta un rivelatore di questo tipo, conosciuto con il nome d rivelatore Berman, in un modello con sonda per localizzazione di corpi estranei magnetici intraoculari.

Per il caso di corpi non magnetici, il problema non ha avuto una soluzione altrettanto soddisfacente mentre una soluzione adeguata risulterebbe particolarmente utile per esempio al momento dell'intervento chirurgico, nelle operazioni di calcoli posti nelle vie biliari o urinarie.

In questi casi si usano ancora i soliti metodi (palpazione, esplorazione strumentale, radiografie ecc.). Essi, oltre ad essere di interpretazione difficile, offrono l'inconveniente di richiedere per la loro esecuzione interventi chirurgici più o meno importanti. La figura 2, ad esempio, mostra la tecnica necessaria per effettuare la radiografia delle vie biliari con iniezione di sostanze opache ai raggi X, ed è ovvio quanto sia inopportuno dover mantenere il paziente con l'addome aperto almeno fino a che la lastra sia sviluppata.

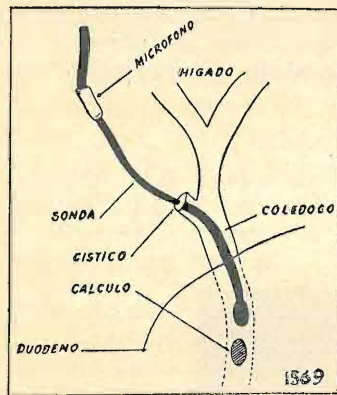



Fig. 3. - Uso della sonda con microfono per la localizzazione di calcoli nelle vie biliari.

L'esplorazione strumentale può essere facilitata, come propongono Walker, Thurston e Kirby ([2]), con l'aggiunta di un microfono nel manico della sonda. Esso viene eccitato dalle vibrazioni provenienti dallo sfregamento della sonda con i calcoli, come viene rappresentato nella figura 3. L'uscita del microfono è collegata ad un amplificatore che rende udibile, amplificato, il suono risultante dallo sfregamento. Quantunque l'impiego del microfono e dell'amplificatore possa aumentare la sensibilità, il metodo proposto non elimina la necessità di aprire le vie biliari, nè il trauma prodotto dal passaggio della sonda nel loro interno.

In considerazione degli inconvenienti presentati dai metodi finora in uso, si è ritenuto opportuno tentare altri metodi, il cui sviluppo è stato facilitato dai recenti progressi nel campo dei radar e di apparecchi analoghi.

Un metodo fondato sulla variazione di capacità, dovuta alla diversa costante dielettrica dei corpi estranei da rivelare, è già stato descritto da chi scrive ([3]). Oggetto del presente lavoro è invece la descrizione di un apparecchio fondato sulla riflessione delle onde, come avviene nel radar.

Il principio fondamentale di un rivelatore basato sulla riflessione consiste nell'emettere un treno di onde che si propaga fino all'ostacolo, riflettendosi in forma di eco quando le condizioni sono adeguate. La presenza dell'ostacolo si determina appunto per mezzo dell'eco.

Perchè sussista riflessione è necessario che la lunghezza d'onda impiegata sia paragonabile alla grandezza minima degli oggetti da rivelare, secondo il principio di Huygens-Fresnel. Per conseguenza, se la grandezza minima degli oggetti da rivelare si stabilisce di un millimetro, la lunghezza d'onda deve essere inferiore a questo valore.

2. Natura delle onde da impiegare nei metodi di riflessione.

Nei metodi per riflessione si possono impiegare onde elastiche (cioè vibrazioni meccaniche del mezzo come sono le onde sonore) ed onde elettromagnetiche, e la scelta fra i due tipi dipende dalle considerazioni che seguono.

La rivelazione è resa difficile quando l'eco sia molto debole, e quando il tempo che intercorre fra l'emissione del segnale e la ricezione dell'eco di ritorno sia molto piccolo. Inoltre, la frequenza necessaria per ottenere la lunghezza d'onda voluta dipende dalla velocità di propagazione. Interessa pertanto che le onde prescelte si propaghino nel mezzo prefissato con piccola attenuazione e con piccola velocità. Sotto questi aspetti, le onde elettromagnetiche appaiono poco consigliabili per il presente scopo. Infatti i tessuti viventi che ci si propone di esplorare presentano una fortissima attenuazione per tale tipo di onde (analogamente a quanto avviene per i liquidi, dei quali i tessuti viventi sono ricchissimi), mentre la velocità di propagazione, pur essendo minore di quella nel vuoto, è sempre elevatissima. Una lunghezza d'onda di 1 mm corrisponde pertanto a frequenze di diverse decine di migliaia di megahertz, la cui generazione o rivelazione presenta ancora difficoltà notevoli.

Assai migliori sono invece le condizioni nei riguardi delle onde elastiche. Non si hanno ancora dati precisi sulla propagazione di tali onde nei tessuti viventi; non sembra tuttavia azzardato prevedere per questi tessuti un comportamento analogo a quello dei liquidi, sui quali si hanno invece dati abbondanti ([4]) ([5]), e la legittimità di tale ipotesi è confermata dai risultati sperimentali che verranno descritti. Si può perciò fare assegnamento su un'attenuazione moderata e su una velocità di propagazione dell'ordine ad esempio di 1500 m/s. Si può così ottenere la lunghezza d'onda di 1 mm con una frequenza di soli 1,5 MHz.

E' noto che onde elastiche di frequenza molto elevata (onde ultraacustiche) possono essere generate con vari mezzi.

Nel 1918 Langevin concepì ([6]) l'idea di generare oscillazioni di frequenza ultra audibile utilizzando l'effetto piezoelettrico di certi cristalli scoperto da Pierre e Jacques Curie nel 1880, dando inizio a quello che si può chiamare il principio della scienza dell'ultrasuono.

Nel 1928 Pierce ([7]) introdusse un altro metodo per generare oscillazioni ultra audibili mediante l'oscillatore magnetostrittivo che sebbene possa generare oscillazioni di maggiore ampiezza di quelle ottenute con il cristallo piezoelettrico, non consente di superare, con i materiali attualmente conosciuti, la frequenza di 60 kHz.

3. Il Lupam.

L'apparecchio che si descrive in questo lavoro è basato sul principio della riflessione con onde ultrasonore, ottenendosi l'eco di qualsiasi corpo, sia metallico che non metallico, nel quale la propagazione delle onde sia diversa da quella nel mezzo che lo circonda. Inoltre, come si vedrà in seguito, l'apparecchio non si limita a rivelare l'eco, ma permette di conoscere anche la direzione e misurare la distanza alla quale si trova la zona riflettente, cioè non soltanto rivela, ma anche *localizza*. Per tal motivo lo si è chiamato con il nome di LUPAM, una sigla che significa: localizzatore ultrasonoro per applicazioni mediche. Si introduce in tal modo una nuova tecnica nella medicina, la quale, a giudizio degli autori, apre orizzonti insospettati al diagnostico.

Considerando l'elevata frequenza necessaria per ottenere la lunghezza d'onda desiderata, nel Lupam venne deciso d'impiego di trasduttori a cristallo piezoelettrico per la generazione di onde ultrasonore; essi convertono le oscillazioni elettriche in oscillazioni meccaniche. Per la ricezione delle onde riflesse si richiede un altro trasduttore che converte le vibrazioni meccaniche in oscillazioni elettriche. In virtù della reversibilità delle proprietà piezoelettriche si può impiegare a tale scopo un cristallo simile a quello usato per convertire le oscillazioni elettriche in meccaniche. Non essendo in questo caso di grande importanza la costanza della frequenza di vibrazione propria dei cristalli ed interessando invece che l'efficienza di conversione sia massima, s'impiegheranno cristalli di taglio X, applicando le tensioni nel senso dell'asse elettrico.

4. Disposizione dei trasduttori.

La figura 4 rappresenta lo schema fondamentale di un apparecchio che funzioni secondo il principio della riflessione a mezzo di onde acustiche. Consiste in un generatore di oscillazioni elettriche connesso ad un trasduttore che converte le oscillazioni elettriche in oscillazioni meccaniche che, a loro volta, si propagheranno nel mezzo come onde elastiche. Se sulla strada della propagazione si trova un ostacolo di dimensioni sufficientemente grandi, si produce la riflessione, secondo le leggi conosciute. Disponendo un altro trasduttore sul percorso delle onde riflesse, che in questo caso deve convertire le oscillazioni meccaniche in elettriche, amplificando e rilevando la tensione ottenuta all'uscita del medesimo, si potrà rilevare la presenza dell'ostacolo.

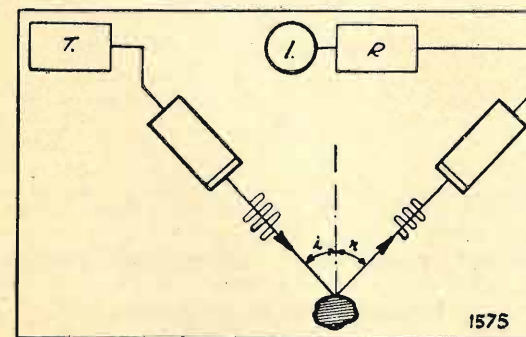



Fig. 4. - Localizzazione di corpi estranei per mezzo di onde ultrasonore.

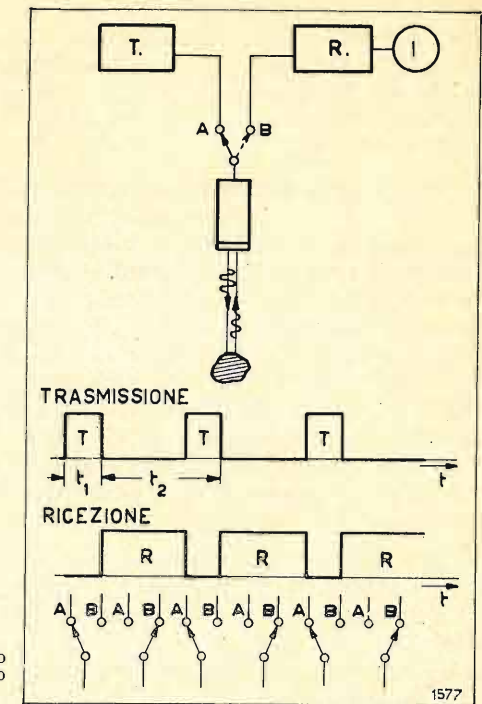



Fig. 5. - Principio di funzionamento del LUPAM

Se le dimensioni dei trasduttori parallelamente al fronte di onda sono grandi rispetto alla lunghezza della stessa, le onde generate sono praticamente piane e per conseguenza sia il trasduttore trasmittente che quello ricevente presentano caratteristiche fortemente direzionali.

Data la già accennata reversibilità dei fenomeni piezoelettrici, che consentono di adoperare lo stesso trasduttore per trasmissione e ricezione, è possibile usare un unico trasduttore che, mediante un dispositivo appropriato, si collega alternativamente al trasmettitore durante l'emissione delle onde, e poi al ricevitore per ricevere l'eco come avviene in molti radar. La figura 5 mostra schematicamente questa disposizione. In questa maniera le onde riflesse dalle superfici normali alla direzione di propagazione, ritorneranno per la stessa via dall'ostacolo fino al trasmettitore, che, all'arrivo di queste, si comporterà da ricevitore.

Da quanto esposto appare che il sistema rileverà la presenza di ostacoli situati lungo la via di propagazione se tali ostacoli presentano superfici normali a questa. Per ciò, se si tratta di oggetti con superfici piane, la ubicazione del trasduttore deve essere tale che la superfice riflettente si trovi normale alla direzione di propagazione delle onde; in caso contrario l'eco riflessa, secondo le leggi della riflessione, formerà con la normale alla superficie riflettente un angolo eguale a quello di incidenza e non tornerà al trasduttore. Se si tratta invece di una superficie rugosa, si avranno sempre sufficienti elementi di superficie nor-

mali alla direzione di propagazione affinchè parte dell'eco riflessa giunga al trasduttore ricevente; gli elementi della superficie che non rispondono a questa condizione rifletteranno anche essi le onde, ma la loro eco non potrà essere captata dal ricevitore.

5. Misura della distanza fra il trasduttore e l'ostacolo.

Quando si impieghi un solo trasduttore, usando un indicatore adatto che permetta di misurare il tempo trascorso fra l'emissione d'onda e la ricezione dell'eco sarà possibile determinare la distanza alla quale si trova l'ostacolo, se si conosce la velocità di propagazione nel mezzo nel quale questo si trova. Un indicatore che adempie soddisfacentemente a questa funzione è il tubo a raggi catodici.

Se si applica alle placche di deflessione orizzontale una tensione a denti di sega di frequenza adeguata, ed alle placche di deflessione verticale la tensione d'uscita del ricevitore, se il sistema è sincronizzato in modo che la scansione orizzontale sullo schermo inizi nell'istante stesso in cui viene emessa l'onda, la eco ricevuta dal trasduttore darà origine, all'uscita del ricevitore, ad una tensione che, a sua volta, provocherà una deflessione verticale del fascio elettronico. Sul schermo del tubo apparirà quindi un guizzo verticale più o meno lontano dalla posizione estrema di sinistra, secondo che l'oggetto riflettente si trovi più o meno distante dal trasduttore. Mediante l'uso di una scala tarata applicata sullo schermo è possibile misurare questa distanza per lettura diretta.

Per quanto, dal punto di vista delle onde impiegate nell'operazione, il Lupam somigli maggiormente al sonar che al radar, perchè i due primi impiegano onde acustiche e quest'ultimo onde elettromagnetiche, bisogna osservare che la indicazione che si ottiene sullo schermo del Lupam ha maggiore somiglianza con quella ottenuta in un radar con indicatore di tipo A ([8]), che non con l'indicazione di un sonar.

Questa somiglianza deriva dal fatto che tanto nel radar come nel LUPAM il tempo che trascorre fra la emissione del treno di onde e la ricezione della sua eco è molto ridotto. Nel primo caso per la elevata velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche, per quanto le distanze da percorrere siano relativamente grandi, e nel secondo per le ridotte distanze da percorrere sebbene la velocità di propagazione sia relativamente ridotta. Nel caso del sonar invece, essendo grande la distanza da percorrere e ridotta la velocità di propagazione, il tempo trascorso fra l'emissione del treno d'onde e la ricezione dell'eco è relativamente grande, perciò si deve far ricorso ad indicatori che differiscono considerevolmente da quelli usati nel radar e nel LUPAM.

6. Limite inferiore e superiore della distanza.

La figura 5 mostra che durante la trasmissione il trasduttore non è collegato al ricevitore; per questo non sarà possibile la ricezione della eco. Allora nelle immediate vicinanze del trasduttore esiste una *zona cieca*, nella quale non è possibile la localizzazione degli ostacoli. La profondità di questa zona cieca è uguale alla metà dello spazio percorso dalle onde durante la trasmissione. Lo spazio percorso dipende, a pari velocità di propagazione, dalla durata t_1 della trasmissione e la zona cieca sarà tanto minore quanto minore sarà questa durata.

Inoltre la discriminazione in distanza, cioè la proprietà dell'apparecchio di ottenere due immagini di eco separate da due ostacoli situati lungo il cammino di propagazione, ma a distanza diversa dal trasduttore, dipende pure dalla durata della trasmissione. In effetti l'ottenimento di due echi distinti è possibile soltanto se il fronte d'onda dell'eco proveniente dall'oggetto più lontano incontra, nel suo viaggio di ritorno, l'oggetto più vicino dopo che questo abbia riflesso la ultima parte del treno di onde. Da queste considerazioni risulta che due oggetti nelle condizioni date vengono indicati sullo schermo da due echi indipendenti solo se la loro separazione è superiore alla zona cieca.

D'altra parte l'eco proveniente dall'oggetto più lontano che si desideri osservare, deve giungere al trasduttore prima che si emetta il successivo treno di onde; altrimenti, chiamando T_1 il primo treno d'onde trasmesso e T_2 il secondo, l'eco di T_1, capitando dopo T_2, può essere confuso con una eco di T_2, ed in tale caso esso appare come una eco proveniente da un oggetto più vicino, situato ad una distanza fittizia d_f data dall'espressione:

$$d_f = d_v - \frac{ut_2}{2}$$

nella quale d_v è la distanza vera alla quale si trova l'ostacolo, u la velocità di propagazione delle onde e t_2 il tempo che intercede fra due impulsi successivi.

Pertanto la distanza massima resta limitata alla metà della distanza percorsa dalle onde durante il tempo t_2 compreso fra due emissioni, giacchè al percorso dell'onda dal trasduttore all'ostacolo si deve sommare quello dell'eco dall'ostacolo fino al trasduttore. Per conseguenza, con un'adeguata variazione dei tempi di emissione e di silenzio, è possibile adattare i limiti di distanza minima e massima dell'apparecchio a seconda della necessità di ciascun caso.

Continuazione

"CIRCUITI DI REATTANZA" (*)
REGOLAZIONE DINAMICA DI FREQUENZA

dott. ing. prof. GIUSEPPE DILDA
TORINO

SOMMARIO. Dopo aver accennato ai diversi metodi per la regolazione dinamica della frequenza, si considerano i «circuiti di reattanza» che equivalgono ad una reattanza induttiva o capacitiva il cui valore può essere comandato elettronicamente. Si danno le espressioni complete dell'impedenza equivalente per i quattro circuiti più comuni; si mette in evidenza l'importanza delle reattanze parassite che limitano l'impiego dei circuiti al crescere della frequenza e si fanno varie considerazioni sulla scelta del circuito e sulla sua inserzione.

RÉSUMÉ. Aprés avoir examiné les differents méthodes pour la régulation dynamique de la fréquence, on considère les «circuits de reactance» qui sont equivalents à une reactance de self induction ou de capacité dont la valeur peut être commandée electroniquement. On donne les expressions complètes de l'impedance equivalente pour les quatre circuits les plus employés. On met en evidence l'importance des reactances parasitaires qui limitent l'emploi des circuits en augmentant la fréquence et on fait differentes considerations sur la choix du circuit et de sa connexion.

SUMMARY. After a brief description of different methods for the dynamic adjustment of frequency, the paper goes on to examine the «reactance circuits» that are equivalent to an inductive or capacitive reactance the value of which may be electronically controlled. Complete expressions of the equivalent impedance for the four main circuits are given; the importance of parasitic reactances, which limit the application of the circuits as frequency increases, is stressed, and various considerations are made on the selection of the circuit and on its insertion.

1. Generalità.

In un circuito oscillatorio la frequenza propria del sistema dipende essenzialmente dalle costanti L e C. Quando sia necessario regolare tale frequenza si ricorre alla regolazione di una o di ambedue le costanti suddette. Se la regolazione deve essere di carattere *statico* come avviene per esempio nella regolazione di sintonia di un radioricevitore, anche la regolazione delle costanti L e C sarà statica e potrà effettuarsi mediante una *regolazione di natura meccanica* come avviene per esempio in un condensatore variabile o in un'induttanza variabile.

Se invece la regolazione deve essere di carattere «*dinamico*», cioè rapidamente variabile nel tempo, i sistemi di regolazione meccanica, per quanto talora possano venire usati, non sono praticamente impiegabili o convenienti in molti casi. Si deve allora ricorrere ad una *regolazione di natura elettrica od elettronica*.

Metodi meccanici per la regolazione della frequenza vengono usati in qualche caso negli oscillatori da laboratorio modulati in frequenza e possono agire direttamente sull'induttanza (facendo vibrare o ruotare un nucleo magnetico, od agendo sulle dimensioni della bobina [1]) oppure sulla capacità (facendo ruotare le armature di un condensatore variabile ([2]) o facendole vibrare).

I metodi elettrici o elettronici si incontrano invece nella radiodiffusione con modulazione di frequenza, nella regolazione automatica di frequenza per ottenere una sintonia stabile nonostate gli slittamenti di frequenza degli oscillatori di conversione, ecc.

Numerosi sono ormai i metodi che sono stati ideati per regolare elettricamente od elettronicamente la frequenza. Alcuni di essi agiscono direttamente sul valore equivalente della capacità o dell'induttanza; altri invece, approfittando del fatto che una regolazione *dinamica di frequenza* può essere ottenuta mediante una regolazione *dinamica di fase* ([3]), si basano sull'ottenimento di convenienti rotazioni di fase comandate elettronicamente.

Uno dei metodi elettronici basato su quest'ultimo principio è quello che fa uso di un tubo speciale chiamato «fasitron» che è già stato descritto su questa rivista ([4]). Un altro metodo fa uso di una rete sfasatrice che può essere regolata mediante una resistenza; quest'ultima, essendo costituita dalla resistenza interna di un tubo, può essere comandata elettronicamente ([5]).

Un metodo elettrico per agire direttamente sul valore dell'induttanza può consistere nell'usare una bobina provvista di nucleo di materiale magnetico di cui può essere variata dinamicamente la permeabilità me-

(*) Pervenuto alla Redazione il 5-X-1949. Revisione della Redazione ultimata il 28-X-1949. (445)

(1) Un esempio è fornito dall'oscillatore modulato in frequenza riprodotto nella figura 4 dell'articolo: R. ZAMBRANO: *Generatori di segnali a modulazione di frequenza.* «Elettronica e Televisione», IV, n. 8, nov. 1949, p. 301.

(2) A. MANFREDI: *Apparecchiatura automatica per registrazione di curve di livello.* «Alta Frequenza», X, n. 1 genn. 1941, p. 43.

(3) Occorre che sia verificata la relazione:

$$\varphi_d = f_d / f_m$$

dove φ_d=deviazione istantanea della fase dalla sua condizione di riposo; f_d=deviazione istantanea della frequenza dal suo valore di riposo; f_m=valore istantaneo della frequenza di regolazione.

(4) G. DILDA: *Tubi a deflessione. Ciclodo - Ciclofono - Fasitron.* «Elettronica», I, n. 7, luglio 1946, p. 257.

(5) M. MARKS: *Cascade phase shift modulator.* «Electronics», XIX, n. 12, dicembre 1946, p. 104. Vedi anche recensione su «Elettronica», II, n. 5, luglio 1947, p. 200.

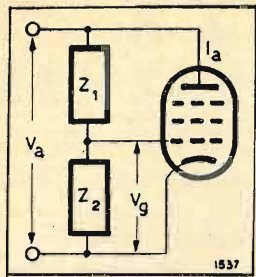



FIG. 1. - Schema di principio di un « circuito di reattanza ».

diante una corrente inviata in un opportuno circuito di eccitazione. Un dispositivo di questo genere è stato usato per esempio dalla Philips per effettuare una regolazione automatica di frequenza in una apparecchiatura per telefonia multipla su onde ultracorte (6).

In questo articolo desideriamo soffermare la nostra attenzione sul metodo più usato per la regolazione dinamica della frequenza. Esso fa uso di un circuito equivalente ad una reattanza di natura induttiva o capacitiva e di valore regolabile elettronicamente mediante un tubo. Il circuito e il tubo prendono il nome di « *circuito di reattanza* » e « *tubo di reattanza* ».

2. Circuiti di reattanza.

La regolazione della frequenza generata da un oscillatore si può ottenere derivando sul suo circuito oscillatorio una reattanza variabile (induttiva o capacitiva) costituita da un « circuito di reattanza ». Il tubo che fa parte del circuito è inserito in modo da assorbire una corrente in quadratura (in ritardo o in anticipo) rispetto alla tensione alternativa anodica.

Nella figura 1 è rappresentato lo schema di principio di tale circuito di reattanza. In esso il partitore, costituito dalle impedenze Z_1 e Z_2, trasferisce una frazione della tensione alternativa anodica V_a sulla griglia; questa tensione di griglia V_g comanda l'assorbimento di corrente I_a da parte del tubo che equivale quindi ad una impedenza Z di valore:

$$Z = V_a / I_a \qquad [1]$$

disposta in parallelo a quella del partitore $Z_1 + Z_2$.

Se si scelgono le impedenze Z_1 e Z_2 in modo che il loro assorbimento sia trascurabile di fronte a quello del tubo ed in modo che V_g sia in quadratura con V_a, anche la corrente I_a, che è in fase con V_g (almeno finchè le frequenze non sono così elevate che sia necessario tener conto del tempo di transito nel tubo) sarà in quadratura con V_a e il tubo risulterà equivalente ad una reattanza.

Si può facilmente calcolare il valore di Z. Infatti si ha:

$$Z = \frac{V_a}{I_a}; \qquad I_a = S\,V_g; \qquad V_g = V_a\,\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2};$$

da cui:

$$Z = \frac{1}{S}\,\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}. \qquad [2]$$

Se l'impedenza totale di $Z_1 + Z_2$ non è molto grande di fronte a Z occorre considerare il valore Z' dell'impedenza dovuta al parallelo di Z con $Z_1 + Z_2$, cioè:

$$Z' = \frac{1}{\dfrac{1}{Z_1 + Z_2} + \dfrac{1}{Z}} = \frac{1}{\dfrac{1}{Z_1 + Z_2} + \dfrac{SZ_2}{Z_1 + Z_2}},$$

ossia:

$$Z' = \frac{Z_1 + Z_2}{1 + SZ_2}. \qquad [3]$$

La [3] si riduce alla [2] quando $SZ_2 >> 1$; per rendere soddisfatta questa condizione occorre usare nel partitore una impedenza Z_2 molto grande e un tubo di elevata pendenza. Tali condizioni non sono sempre agevolmente attuabili per cui le espressioni fornite nelle trattazioni in base alla [2] non danno risultati attendibili.

Si noti che per $SZ_2 << 1$ si ha:

$$Z' = Z_1 + Z_2$$

cioè al diminuire della pendenza l'effetto del tubo di reattanza va perdendosi e rimane l'impedenza del solo partitore, com'è naturale.

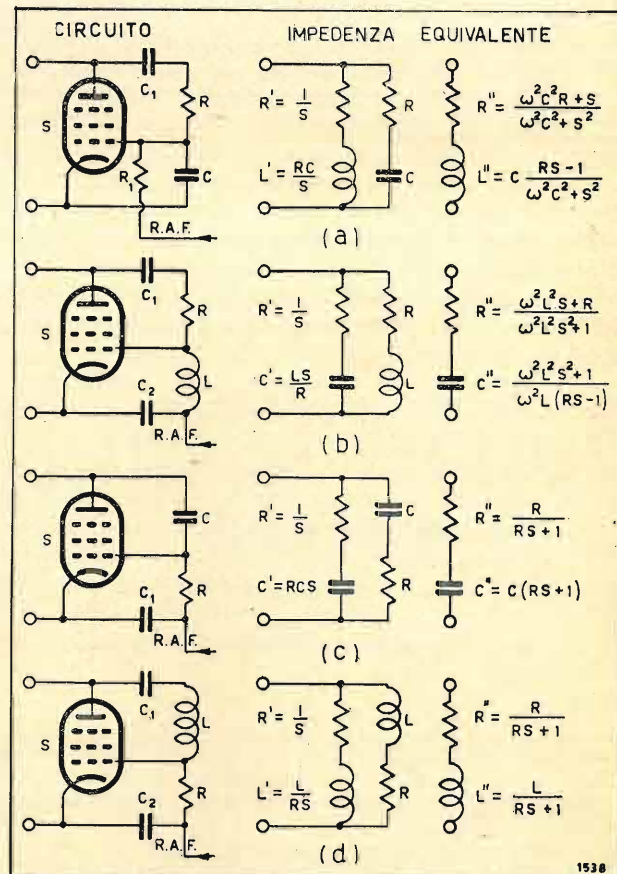



FIG. 2. - Vari tipi di circuiti di reattanza con l'indicazione dei circuiti equivalenti e delle espressioni dei componenti di questi ultimi.

(6) A. VAN WEEL: *Un nouvel appareillage d'emission expérimental pour téléphonie sur ondes ultra-courtes à modulation de fréquence.* « Revue tch. Philips », VIII, n. 4, aprile 1946, p. 121. Vedi anche recensione su « Elettronica », II, n. 6, agosto 1947, p. 241.

Nella figura 2 sono rappresentati i principali circuiti usati come « *reattanze elettroniche regolabili* »; a fianco di ciascun circuito è altresì rappresentata l'impedenza equivalente. Gli elementi *R, C; R, L; C, R; L, R* sono quelli che formano il circuito divisore sfasatore, costituito dalle impedenze Z_1 e Z_2 in figura 1; gli elementi C_1, C_2, R_1 sono elementi ausiliari necessari per il corretto funzionamento del circuito.

Nelle trattazioni (v. bibl.) si trovano le espressioni dell'impedenza equivalente al solo ramo del tubo, cioè al ramo di sinistra della figura 2. Esse non tengono conto dell'impedenza del ramo di destra che costituisce il divisore di tensione dal quale è ricavata la tensione di comando V_g. In tal caso si può far uso della formula [2] che fornisce immediatamente, nei quattro casi della figura 2, le seguenti espressioni, riportate altresì nella figura stessa.

assorbita dal tubo è in fase con la tensione di griglia, nel caso della tabella 1 φ rappresenta altresì lo sfasamento della tensione di griglia rispetto a quella anodica. L'angolo δ o angolo di perdita (più usato se la reattanza è capacitiva) è il complemento di φ a 90°.

Vediamo quali condizioni occorre soddisfare per ottenere un elevato fattore di qualità del ramo del tubo. A tale scopo consideriamo il triangolo A B C formato dai vettori: V_a, $V_g = Z_2 I$ e $Z_1 I$ (fig. 3). L'angolo α dipende dalla natura delle impedenze Z_1 e Z_2. Se una di esse è una resistenza pura e l'altra una reattanza pura si ha $\alpha = 90°$ e al variare del rapporto $|Z_1/Z_2|$ fra i moduli di Z_1 e Z_2 il punto B si sposta lungo una semicirconferenza con centro a metà del vettore $V_a = AC$. Se invece Z_1 e Z_2 non sono una reattanza ed una resistenza pure si ha $\alpha < 90°$ e il luogo dei punti su cui si sposta B è la circonferenza tratteggiata in figura 3.

TABELLA 1.

	Circuito *a*	Circuito *b*	Circuito *c*	Circuito *d*
Resistenza equivalente	$R' = 1/S$	$R' = 1/S$	$R' = 1/S$	$R' = 1/S$
Induttanza equivalente	$L' = RC/S$	—	—	$L' = L/(RS)$
Capacità equivalente	—	$C' = LS/R$	$C' = RSC$	—
Fattore di qualità $\mathrm{tg}\,\varphi = 1/\mathrm{tg}\,\delta$	ωRC	$R/(\omega L)$	$1/(\omega RC)$	$\omega L/R$

Le espressioni che si ottengono tenendo conto anche dell'impedenza $Z_1 + Z_2$ si ricavano applicando la [3]; i risultati sono contenuti ella segueete tabella 2:

L'angolo φ, che è quello che interessa, è sempre minore di α e tende a questo allorchè *B* tende in *A*, cioè allorquando $|Z_1/Z_2|$ tende all'infinito.

TABELLA 2.

	Circuito *a*	Circuito *b*	Circuito *c*	Circuito *d*
Resist. equivalente R''	$\dfrac{\omega^2C^2R + S}{\omega^2C^2 + S^2}$	$\dfrac{\omega^2L^2S + R}{\omega^2L^2S^2 + 1}$	$\dfrac{R}{RS + 1}$	$\dfrac{R}{RS + 1}$
Indutt. equivalente L''	$C\,\dfrac{RS - 1}{\omega^2C^2 + S^2}$	—	—	$\dfrac{L}{RS + 1}$
Capac. equivalente C''	—	$\dfrac{\omega^2L^2S^2 + 1}{\omega^2L(RS - 1)}$	$C(RS + 1) = C' + C$	—
Fattore di qualità $\mathrm{tg}\,\varphi = 1/\mathrm{tg}\,\delta$	$\dfrac{RS - 1}{\omega CR + S/(\omega C)}$	$\dfrac{RS - 1}{\omega LS + R/(\omega L)}$	$1/(\omega CR)$	$\omega L/R$

Nelle tabelle sopra riportate è ricavato anche il *fattore di qualità* $\mathrm{tg}\varphi = 1/\mathrm{tg}\delta$ della reattanza equivalente. In queste espressioni φ rappresenta l'angolo di sfasamento fra la tensione applicata V_a e la corrente assorbita dal solo tubo, nel caso della tabella 1, o da tutto il circuito, nel caso della tabella 2. Poichè, se le frequenze non sono così elevate che sia necessario tener conto del tempo di transito degli elettroni, la corrente

Da quanto sopra consegue che, per ottenere un elevato fattore di qualità occorre fare in modo che il rapporto Z_1/Z_2 sia più grande possibile e di natura puramente immaginaria, cioè che una impedenza sia puramente ohmica, l'altra puramente reattiva.

Un limite all'aumento del rapporto $|Z_1/Z_2|$ è fissato dalla necessità che la tensione applicata alla griglia $V_g = Z_2 I$ sia sufficente per pilotare il tubo; pertanto do-

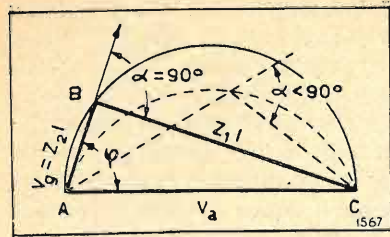



FIG. 3. - Diagramma per la determinazione dei criteri di scelta di Z_1 e Z_2 (ved. fig. 1).

vrà essere:

$$[4] \qquad 1 << \left|\frac{V_a}{V_g}\right| \simeq \left|\frac{Z_1}{Z_2}\right| < \mu \,.$$

Nei casi *c*) e *d*) il ramo del tubo di reattanza è equivalente ad un circuito del tutto analogo a quello del partitore, con lo stesso fattore di qualità. Perciò il fattore di qualità dei due rami in parallelo rimane inalterato (tab. 2). Invece nei casi *a*) e *b*) se il ramo del tubo presenta carattere induttivo quello del partitore è capacitivo (caso *a*) e viceversa (caso *b*). In questi casi le espressioni del fattore di qualità dell'insieme dei due rami, cioè di tutto il circuito, risultano più complesse (tab. 2).

Le diversità fra le espressioni di R', L', C', (tab. 1) e le espressioni di R'', L'', C'' (tab. 2) crescono col diminuire di S e divengono molto notevoli allorchè S è dello stesso ordine di grandezza o minore di $1/R$.

Neppure le espressioni contenute nella tabella 2 possono essere considerate molto precise per le seguenti ragioni:

1) perchè non si è tenuto conto della resistenza interna del tubo che deve essere considerata in parallelo con il circuito equivalente. La divergenza non è notevole se si usa un tubo (per es. un pentodo) che presenti elevata resistenza interna. In ogni modo occorre che il comando esercitato sulla corrente anodica dalla tensione anodica sia piccolo a confronto di quello esercitato sulla stessa corrente dalla tensione di griglia.

2) perchè non si è tenuto conto delle reattanze parassite che modificano, talora profondamente, le caratteristiche del circuito, specie se esso deve funzionare su frequenze elevate.

Ciononostante le espressioni contenute nella tabella 2 consentono calcoli di orientamento assai più precisi di quelli che si possono ottenere con le espressioni della tabella 1.

3. Scelta del "circuito di reattanza".

I circuiti rappresentati in *b*) e in *d*) nella figura 2 sono meno adoperati di quelli rappresentati in *a*) ed in *c*) perchè fanno uso di bobine; queste hanno generalmente un angolo di perdita maggiore di quello dei condensatori; inoltre esse possono essere causa di accoppiamenti nocivi. Perciò ci occuperemo essenzialmente dei circuiti *a*) e *c*). Considerazioni analoghe a quelle fatte per questi circuiti potranno essere facilmente svolte dal lettore anche per i circuiti *b*) e *d*).

CIRCUITO A.

Per le *frequenze elevate* particolarmente nociva è la capacità parassita C_p in parallelo su R (fig. 4 a sinistra). Per un corretto funzionamento del circuito, oltre alla condizione generale:

$$[4'] \qquad \mu > \omega RC >> 1$$

che deriva dalla (4), occorre che la reattanza di C_p rimanga grande rispetto ad R, ossia:

$$[5] \qquad \omega RC_p << 1 \,.$$

Il diagramma vettoriale di sinistra della figura 3, tracciato per il divisore di tensione tenendo conto della capacità parassita, mostra che quest'ultima, oltre ad alterare il rapporto $|Z_1/Z_2|$ riduce l'angolo di fase φ fra V_a e V_g cioè il fattore di merito della reattanza equivalente al circuito.

In pratica è assai difficile soddisfare alla [5] per frequenze superiori a 1÷2 MHz per cui il circuito non si presta a funzionare oltre tali frequenze.

Per le *frequenze basse* occorre invece che la resistenza R_1 (fig. 2 *a*) che si può considerare in parallelo con C (fig. 3 a destra) non peggiori il fattore di merito di C; perciò deve essere:

$$[6] \qquad \omega RC_1 >> 1 \,.$$

Anche in questo caso la R_1 provoca una riduzione di φ e quindi del fattore di merito della reattanza equivalente ma, nei casi pratici, è facile rendere abbondantemente soddisfatta la [6].

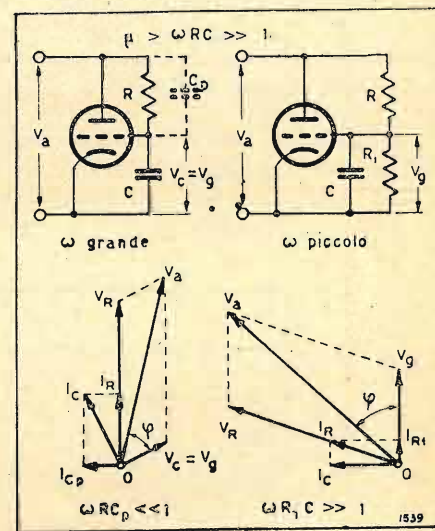



FIG. 4. - Effetto della capacità parassita C_p (dannosa alle frequenze elevate) e della resistenza di fuga R_1 (dannosa alle frequenze basse) nel circuito *a*) di fig. 2.

(7) Occorre cercare il massimo dell'espressione $\dfrac{RS-1}{\omega^2C^2+S^2}$ al variare di S. Si ha:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}S}\,\frac{RS-1}{\omega^2C^2+S^2} = \frac{R(\omega^2C^2+S^2)-2S(RS-1)}{(\omega^2C^2+S^2)^2} \,.$$

Uguagliando a zero tale derivata, semplificando e ordinando si ottiene:

$$S^2 - \frac{2}{R}\,S - \omega^2C^2 = 0 \,,$$

da cui:

$$S = 1/R \pm \sqrt{1/R^2 + \omega^2C^2} \,.$$

Poichè per la (4') si ha $\omega C >> 1/R$ approssimativamente risulta:

$$S \simeq 1/R \pm \omega C \simeq \pm\, \omega C \,.$$

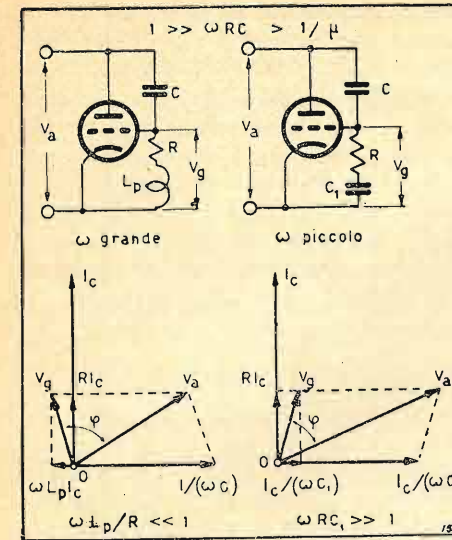



FIG. 5. - Effetto della induttanza parassita L_p (dannosa alle frequenze elevate) e della capacità C_1 (dannosa alle frequenze basse) nel circuito *c*) di fig. 2.

Infine possiamo osservare che, secondo l'espressione completa di L'' (tab. 2), il valore dell'induttanza del circuito non cresce continuamente al diminuire di S ma presenta un massimo che si ha all'incirca per $S = \omega C$ (7). Per tale condizione si ha:

$$[7] \qquad R'' \simeq R/2 \,; \qquad \omega L'' \simeq R/2 \,; \qquad \mathrm{tg}\varphi \simeq 1 \qquad (\varphi = 45°).$$

Per chiarire i concetti sopra esposti consideriamo un esempio. Supponiamo di voler far funzionare un circuito come quello di figura 2 *a*) intorno alla pulsazione di 10^7 rad/s (f=1,59 MHz, $\lambda \simeq 188$ m). Fissiamo R=10 kΩ; dalla [5] si ha subito C_p << 10 pF; tale condizione non è sempre facilmente attuabile, perciò per $\omega = 10^7$ il valore di $R = 10^4$ deve essere considerato come un limite non facilmente superabile. Dalla [7] si ha quindi: $L''_{max} \simeq 500\ \mu H$. I valori di R', L', R'' ed L'' che si ottengono per diversi valori della pendenza compresi fra 0,1 e 10 mA/V e per tre diversi valori di C (1000, 300 e 100 pF) sono contenuti nella tabella 3:

disfatta; infatti in tal caso il massimo valore di L'' si ha per valori abbastanza piccoli di S e tgφ assume valori discretamente grandi. Solo se si è sicuri di poter limitare C_p a valori molto piccoli, per esempio minori di 1 pF, si potrà scegliere R più grande e C più piccolo; per es. R=20 kΩ, C=50 pF, con risultati ancora migliori di quelli contenuti nell'ultima parte della tab. 3.

Naturalmente le condizioni da soddisfare divengono meno critiche se ω è meno elevato.

CIRCUITO C.

Per tale circuito la [4] diventa

$$[4''] \qquad 1 << \frac{1}{\omega RC} < \mu \,;$$

si richiedono quindi valori di R e di C piccoli specie per valori elevati di ω. In tal caso invece che la capacità parassita in parallelo con R può offrire qualche inconveniente l'induttanza parassita L_p in serie con R (fig. 5 a sinistra). Occorre infatti che la reattanza di L_p risulti piccola rispetto ad R, cioè:

$$[8] \qquad \omega L_p/R < 1 \,.$$

Il diagramma vettoriale di sinistra della figura 4 mostra che in questo caso l'induttanza parassita altera il rapporto $|Z_1/Z_2|$ ma non riduce, bensì aumenta l'angolo di fase φ fra V_a e V_g potendo, in determinate condizioni, ricondurlo al valore ideale di 90°.

La relazione [8] può essere facilmente soddisfatta fino a frequenze notevolmente più elevate di quelle che rendono insoddisfatta la [5] per cui il circuito *c*) di figura 2 è più adatto per le frequenze elevate del circuito *a*).

Esso è anche più economico perchè richiede, oltre agli elementi essenziali, la sola capacità di blocco C_1; inoltre per frequenze molto elevate ove, allo scopo di ridurre il tempo di transito degli elettroni, conviene usare il triodo in luogo del pentodo, la stessa capacità

TABELLA 3.

Dati relativi al circuito di reattanza di figura 2*a* per: $\omega = 10^7$ rad/s (f = 1,59 MHz) ed R = 10 kΩ

Quindi dovrà essere C_p << 10 pF e si avrà: $L''_{max} \simeq 500\,\mu$H

S (mA/V)	R' (kΩ)	C = 1000 pF; ωRC = 100				C = 300 pF; ωRC = 30				C = 100 pF; ωRC = 10			
		L' (μH)	R'' (kΩ)	L'' (μH)	tgφ	L' (μH)	R'' (kΩ)	L'' (μH)	tgφ	L' (μH)	R'' (kΩ)	L'' (μH)	tgφ
0,1	10	10^5	10	0	0	$3\cdot10^4$	10	0	0	10^4	10	0	0
0,3	3,33	$33\cdot10^3$	10	20	0,02	10^4	9,93	66	0,066	$3,3\cdot10^3$	9.45	184	0,195
1	1	10^4	9,9	98	0,176	$3\cdot10^3$	9,1	270	0,3	10^3	5,5	450	0,82
3	0,33	$3,3\cdot10^3$	9,2	266	0,302	10^3	5,16	483	0,94	333	1,3	290	2,23
10	0,1	10^3	5,05	495	0,98	300	0,918	273	2,95	100	0,198	98	4,95

Osservando la tabella si può constatare che i risultati più soddisfacenti si ottengono con C=100 pF sebbene con tale valore la [4'] sia solo limitatamente soddisfatta; infatti ...

C può essere soppressa giacchè può essere sufficente la capacità interelettrodica C_{ga} per trasferire sulla griglia la tensione in quadratura.

Per le frequenze basse occorre invece curare che il condensatore C_1 (fig. 2 *c*) presenti una reattanza trascurabile rispetto ad R; perciò deve essere:

$$[9] \qquad \omega R C_1 >> 1 .$$

In questo caso come risulta dal diagramma vettoriale di destra della figura 4, la C_1 determina una riduzione di φ e quindi del fattore di merito della reattanza equivalente.

Nella tabella 4 sono riportati i risultati che si ottengono per diversi valori di S fissando in un primo caso $R=100\ \Omega$ e $C=2$ p F ed in un secondo caso $R=10\ \Omega$ e $C=10$ p F.

TABELLA 4.

Dati relativi al circuito di reattanza di figura 2*c*.

S (mA/V)	R' (kΩ)	$R = 100\ \Omega;\ C = 2$ pF: C' (pF)	R'' (Ω)	C'' (pF)	$R = 10\ \Omega;\ C = 10$ pF: C' (pF)	R'' (Ω)	C'' (pF)
0,1	10	0,02	99	2,02	0,01	9,99	10,01
1	1	0,2	91	2,2	0,1	9,9	10,1
10	0,1	2	50	4	1	9,1	11

Per il circuito considerato, C'' non presenta alcun massimo ed il valore di tgφ è indipendente da S.

Supponendo che sia $\omega=10^8$ rad/s (f=15,9 MHz) si ha nel primo caso (R=100 Ω, C=2pF):

$$L_p < R/\omega = 1\ \mu\text{H}\ ;\ C_1 >> 1/(\omega R) = 100\ \text{pF}\ ;$$

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{1}{\omega R C} = \left|\frac{Z_1}{Z_2}\right| = 50\ ;$$

invece nel secondo caso (R=10 Ω, C=10pF): si ha:

$$L_p < 0{,}1\ \mu\text{H}\ ; \qquad C_1 >> 1000\ \text{pF}\ ; \qquad \text{tg}\varphi = 100\ .$$

Per ω=5.10^8 rad/s (f=80 MHz) si ha invece:

I° CASO: (R=100 Ω, C= 2 pF) : $L_p < 0{,}2\mu$H, $C_1 >> 20$ pF, tgφ = 10 .

II° CASO: (R= 10 Ω, C=10 pF) : $L_p < 0{,}02\mu$H, $C_1 >> 200$ pF, tgφ = 20 .

Naturalmente al crescere di ω diventa sempre più difficile soddisfare alla [8], tuttavia l'inconveniente si manifesta in maniera notevole solo per frequenze di alcune centinaia di MHz.

4. Scelta del tubo e della sua polarizzazione.

Se si connette un circuito di reattanza in parallelo con un circuito oscillatorio, questo risulterà smorzato e disaccordato. Poichè lo smorzamento è nocivo occorrerà che il correttore di frequenza si comporti, per quanto possibile, come una reattanza pura ossia che il fattore di qualità tgφ sia più elevato possibile.

Sono già stati esaminati i parametri che contribuiscono a far aumentare tgφ. In generale si può osservare che conviene usare tubi con pendenza molto elevata in modo che la resistenza equivalente (che secondo la tab. 1 vale $1/S$), sia piccola, e con grande resistenza interna così da poter soddisfare largamente la [4].

Un valore elevato della pendenza è altresì favorevole perchè la reattanza assume valori che determinano un disaccordo più grande (L diminuisce e C cresce al crescere di S).

Una grande pendenza è infine conveniente per ottenere un correttore di frequenza molto sensibile, cioè tale da determinare una grande variazione di accordo con una debole variazione della tensione di comando. Per ottenere quest'ultimo risultato è anche necessario che il potenziale di interdizione sia piccolo; in tal caso infatti la pendenza può essere regolata dal suo valore massimo a zero con una piccola escursione del potenziale di griglia.

Osserviamo che l'impiego di tubi a piccolo potenziale di interdizione e quindi con caratteristiche fortemente curvate si rende possibile senza inconvenienti perchè la distorsione non ha qui alcun effetto.

Un tipo di tubo adatto allo scopo è quindi quello di cui nella figura 5 sono rappresentate sia la caratteristica $I_a=f(v_g)$, sia la caratteristica $S=f(v_g)$.

Naturalmente se si vuole che, rispetto alle condizioni di riposo, le escursioni di frequenza possano essere ottenute simmetricamente nei due sensi occorre che la polarizzazione base del tubo di reattanza sia scelta in modo da aversi, nel punto di lavoro, a riposo, una pendenza pari alla metà di quella massima; nel caso della figura 6 si potrà quindi scegliere V_{og}= — 2,75 V a cui corrisponde: I_{oa}=4,5 mA, S_o=5,75 mA/V. Le escursioni del potenziale di comando potranno allora, senza interessare la zona in cui ha inizio corrente di griglia, estendersi fino ad un massimo di 1,5 V attorno a V_{og}, raggiungendo — 4,25 V e — 1,25 V, a cui corrispondono rispettivamente le pendenze di 0,5 mA/V e di 11 mA/V.

Si osservi che, per mantenere la sensibilità al valore più elevato consentito dalla pendenza del tubo, è

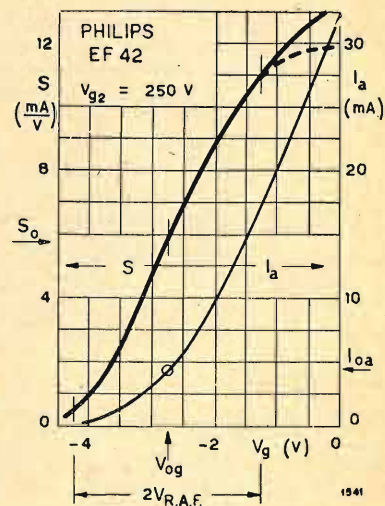



FIG. 6. - Caratteristiche della pendenza (linea grossa) e della corrente anodica (linea sottile) di un tubo adatto per i circuiti di reattanza.

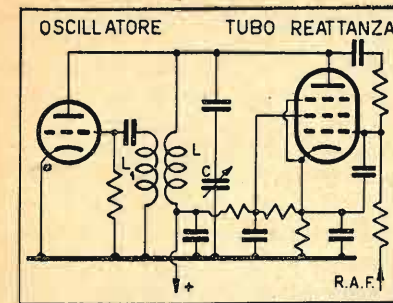



FIG. 7. - Connessione di un circuito di reattanza in derivazione sul circuito oscillatorio anodico di un generatore.

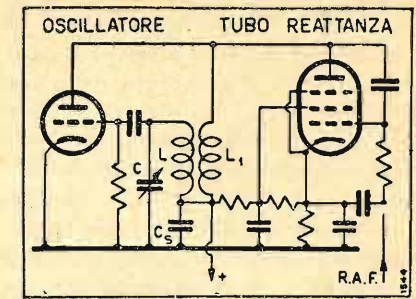



FIG. 9. - Connessione di un circuito di reattanza in derivazione sul circuito di reazione anodico di un generatore.

necessario alimentare il tubo di reattanza con tensioni stabili. A questo scopo nel circuito di figura 7, che mostra l'inserzione di un circuito di reattanza del tipo di figura 2 *a*) in parallelo con il circuito oscillatorio di un oscillatore, si è usato un partitore di tensione. Nel caso infatti in cui la polarizzazione fosse ottenuta per caduta catodica una tensione di comando negativa applicata alla griglia del tubo di reattanza determinerebbe una riduzione della corrente anodica, quindi una riduzione della polarizzazione che compenserebbe parzialmente la tensione di comando applicata.

5. Connessione del "circuito di reattanza".

L'oscillatore deve essere generalmente disaccordato di uno scarto di frequenza relativamente piccolo rispetto alla frequenza d'accordo. Perciò il valore dell'induttanza richiesta per ottenere tale disaccordo è grande rispetto a quella del circuito oscillatorio; viceversa se il disaccordo è ottenuto con una capacità, il suo valore deve essere piccolo rispetto a quello del condensatore principale del circuito.

Consideriamo ora cosa succede se, in un circuito oscillatorio composto da una capacità C e da un'induttanza L e quindi accordato sulla pulsazione $\omega = 1/\sqrt{LC}$, si connette in parallelo una induttanza L' (figg. 8*a* e 7). Si ha:

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{LL'}{L+L'}\,C}} = \omega\sqrt{1+\frac{L}{L'}}\ .$$

Se L' è grande rispetto ad L si può scrivere:

$$\omega' = \omega\left(1+\frac{1}{2}\,\frac{L}{L'}\right);$$

perciò connettendo l'induttanza, la pulsazione aumenta di:

$$[10] \qquad \Delta\omega = \omega' - \omega = \frac{1}{2}\,\omega\,\frac{L}{L'}\ .$$

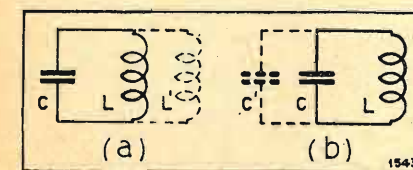



FIG 8. - Circuito oscillatorio su cui è derivata una reattanza elettronica (tratteggiata).

Analogamente se in parallelo al circuito oscillatorio si dispone una capacità C' (fig. 8 *b*) piccola rispetto a C si ottiene:

$$[11] \qquad \Delta\omega = -\frac{1}{2}\,\omega\,\frac{C'}{C}\ .$$

Consideriamo ora il caso che l'accordo del circuito oscillatorio sia regolabile entro una determinata gamma. Tale regolazione può essere effettuata mediante il condensatore C che sarà perciò variabile come avviene normalmente, oppure regolando L ed allora C sarà fisso.

Nel primo caso la regolazione di C determina la variazione di ω e quindi la $\Delta\omega$, ottenuta derivando sul circuito una induttanza L' (fig. 8 *a*), risulta funzione della prima potenza della pulsazione. Se invece, sempre regolando ω mediante C, la $\Delta\omega$ è ottenuta derivando sul circuito una capacità C' la $\Delta\omega$ risulta proporzionale al cubo di ω; infatti si ha $C=1/(L\omega^2)$ per cui:

$$[12] \qquad \Delta\omega = -\frac{1}{2}\,\omega\,\frac{C'}{C} = -\frac{1}{2}\,\omega^3 LC'\ .$$

Se viceversa la regolazione dell'accordo è effettuata mediante l'induttanza L variabile la $\Delta\omega$ è semplicemente proporzionale ad ω quando è ottenuta derivando una capacità C' ed è proporzionale a ω^3 quando $\Delta\omega$ è ottenuta derivando una induttanza L'.

Ciò dimostra la convenienza di usare i circuiti *a*) e *d*), equivalenti ad induttanze, allorchè si voglia ottenere una deviazione della pulsazione $\Delta\omega$ il più possibile indipendente dall'accordo del circuito quando questo viene regolato mediante un condensatore variabile ed invece i circuiti *b*) e *c*), equivalenti a capacità, nei casi, meno frequenti, in cui la regolazione viene effettuata mediante induttanza variabile.

Tale problema interessa soprattutto allorchè la gamma coperta è relativamente vasta.

Un circuito che presenta il vantaggio di richiedere per la correzione una capacità (che consente quindi di usare per esempio il circuito di fig. 2 *c*) e che ciononostante determina una correzione di frequenza quasi indipendente dalla regolazione dell'accordo è quello rappresentato in figura 9. In esso il circuito di reattanza è derivato sulla bobina di reazione L_1, invece che su quella di accordo L. E' perciò che la correzione di frequenza risulta più indipendente dalla regolazione di accordo.

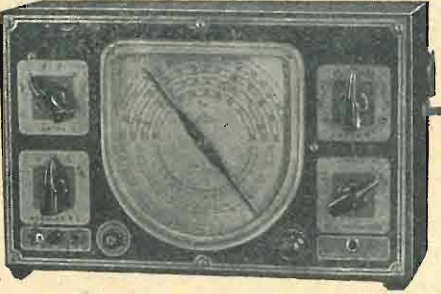
6. Conclusioni.

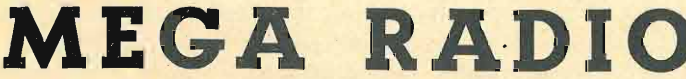
Con il presente studio si è voluto mettere in evidenza che le relazioni contenute nella tabella 1, più comunemente usate per esprimere i valori dell'impedenza di un « circuito di reattanza », possono trarre in inganno nella valutazione dell'effetto reale che si può ottenere con la connessione di un circuito di tal genere.

Per una valutazione più precisa è necessario tenere conto del ramo che costituisce il divisore di tensione che porta la tensione in quadratura nel tubo ed allora si ottengono i risultati che vengono appunto calcolati nel presente lavoro e riportati nella tabella 2.

Se il ramo che costituisce il divisore suddetto presenta una reattanza di natura diversa da quella offerta dal tubo, si manifesta un effetto di compensazione per cui, per esempio, il valore dell'induttanza equivalente al circuito di figura 2 *a*, in luogo di variare in un solo senso in funzione della pendenza del tubo, presenta un massimo.

Anche il valore del fattore di qualità della reattanza complessiva del circuito può riuscire molto minore di quello ricavabile con le espressioni normalmente usate.

Si mettono inoltre in evidenza le condizioni, tra loro in parte contrastanti, a cui debbono soddisfare i diversi componenti del circuito e l'importanza delle reattanze parassite che si fa sentire in maniera tanto più accentuata quanto più elevata è la frequenza; in conseguenza di ciò per frequenze superiori ad 1÷2 MHz il circuito di figura 2 *a* non può essere praticamente usato, mentre quello di figura 2 *c* consente di essere adoperato fino a frequenze di qualche centinaio di MHz.

BIBLIOGRAFIA

1. *L'accorde automatique - 10 Correcteur de fréquence.* « Philips Bull », n. 53, ag. 1939, p. 111.
2. A. Hund: *Frequency modulation.* « Mc Graw-Hill, New York e London », 1942, da p. 155 a 182.
3. H. Klauser: *Impedenzröhre für Frequenzmodulation.* « Bull. A.S.E. », XXXVII, 1946, p. 624.
4. G. Gregoretti: *Modulazione di frequenza - Trasmissione.* « Elettronica », II, n. 1, gennaio 1947, p. 17.

DISTORSIONI E RONZII DOVUTI ALLA R. A. S. (*)

dott. ing. MARIO GILARDINI

SOMMARIO: Si esaminano le ragioni per cui alcuni circuiti di regolazione automatica di sensibilità (R. A. S.) possono essere causa di distorsione e di ronzio, e si indicano alcuni artifici atti ad evitare tali inconvenienti.

RÉSUMÉ. On examine les raisons pour lesquelles des circuits de contrôle automatique de sensibilité peuvent être la cause de distorsion et de ronflement, et l'on indique les artifices pour les éviter.

SUMMARY. The reasons why some A.V.C. circuits may cause distorsion and hum are examined, and some ways of preventing these troubles are indicated.

1. Distorsione dovuta alla R.A.S.

E' noto che l'impiego di una Regolazione Automatica di Sensibilità (R.A.S.), con « tensione di soglia » (o, come si dice impropriamente, « ritardata »), può introdurre distorsioni di forma nell'inviluppo della modulazione. Meno conosciuto è il fatto che, mentre con alcuni circuiti questa distorsione si mantiene in limiti tollerabili, con altri la distorsione è più evidente.

Per comprendere il meccanismo di questa distorsione ci si riferisca al circuito della figura 2. In essa il diodo di sinistra funziona da rivelatore e non riceve perciò la tensione di soglia, che è invece applicata al diodo di destra che fornisce la tensione di R.A.S. Finchè la tensione istantanea del segnale è inferiore a quella di soglia *V*, il diodo di destra non conduce e pertanto non introduce smorzamento nel circuito che lo alimenta. Quando invece la tensione istantanea supera il valore di soglia, si ha un assorbimento di corrente da parte del diodo e quindi uno smorzamento del circuito di alimentazione, che riduce l'ampiezza del segnale. Questa riduzione non provoca gravi inconvenienti se avviene ugualmente durante tutto il periodo della modulazione. Dà invece luogo a distorsione se è limitata ad una sola parte di esso.

Fig. 1. - Schema tipico di un doppio diodo utilizzato per la rivelazione e per la R. A. S.

La figura 2 mostra quello che avviene nel caso più grave, e cioè quando l'ampiezza della portante (cioè il valore di picco del segnale in assenza di modulazione) è pressochè uguale alla tensione di soglia *V*. Durante le semionde negative della modulazione il segnale risulta inferiore alla tensione di soglia, mentre durante le semionde positive della modulazione il

Fig. 2. - Illustrazione delle distorsioni dovute allo smorzamento discontinuo introdotto dal diodo della R. A. S. con tensione di soglia.

segnale supera il valore di soglia e si ha perciò smorzamento (curve *a*). In conseguenza di ciò la tensione a bassa frequenza può assumere la forma indicata con *b* nella stessa figura con evidente distorsione.

Data la forte resistenza di carico del diodo per la R.A.S. (R_1 di fig. 1: almeno 1MΩ), lo smorzamento discontinuo non è grande, se paragonato a quello del diodo rivelatore (resistenza di carico $R = 250$ kΩ in fig. 1) che invece è uniforme. Se perciò i due diodi sono alimentati dallo stesso circuito, la distorsione è limitata. Se invece, come avviene nello schema della fig. 3, il diodo per la R.A.S. è alimentato dal primario, che può essere di ottima qualità, la distorsione può essere notevole.

Questa distorsione viene mascherata dalla circostanza che essa è massima per segnali che raggiun-

Fig. 3. - Schema nel quale il diodo della R. A. S. con tensione di soglia è alimentato dal primario del trasformatore che, col secondario, alimenta il diodo rivelatore, con conseguente possibilità di forte distorsione.

(*) Pervenuto alla redazione come parte di un altro lavoro il 25-X-1949. Ridotto ad articolo a sè stante dalla Redazione. (450)

gono la tensione di soglia della R.A.S., ma diminuisce fortemente per segnali di differente ampiezza. Comunemente ci si limita alla ricezione di segnali di ampiezza *superiore* alla tensione di soglia, e la distorsione compare solo durante gli affievolimenti: è allora facile confonderla con quella dovuta agli affievolimenti selettivi.

2. Ronzio dovuto alla R.A.S.

Risulta evidente dalla figura 2 che lo smorzamento interviene su quelle porzioni del segnale che superano il valore della tensione di soglia, e precisamente ne riduce il valore in proporzione della quantità di cui la tensione del segnale supera quella di soglia.

Nel paragrafo precedente si era supposto che la tensione di soglia fosse costante. La differenza fra la tensione del segnale e la tensione di soglia poteva allora variare nel tempo solo se variava l'ampiezza del segnale per effetto della modulazione, e quindi si traduceva in una distorsione non lineare.

Si supponga ora che la tensione di soglia non sia costante, ma contenga una componente alternativa, come avviene ad esempio se essa è prelevata da una tensione negativa non sufficientemente filtrata. In tal caso la differenza fra la tensione del segnale e la tensione di soglia può variare nel tempo anche se la prima è costante (cioè anche se la portante non è modulata). Si introduce allora una perturbazione che è presente anche in assenza di modulazione, e si traduce pertanto in un ronzio. Si tratta ovviamente di un ronzio dovuto a modulazione della portante che pertanto non si manifesta in assenza di segnale. È anzi evidente che anche questo fenomeno, come quello esaminato nel paragrafo precedente, è nullo finchè l'ampiezza della portante è minore del valore di soglia, e si manifesta invece per valori superiori.

Naturalmente anche il fenomeno esaminato in questo paragrafo, come quello esaminato nel paragrafo precedente, viene attenuato se il circuito sorgente della tensione a R.F. è per conto suo molto smorzato, come avviene ad esempio se esso alimenta contemporaneamente il diodo rivelatore.

3. Artifici atti ad evitare gli inconvenienti esaminati.

Se ci si limita a considerare il ronzio, può essere sufficiente filtrare in modo adeguato la tensione negativa di soglia.

Una riduzione notevole, ma non completa, del ronzio e della distorsione, si può ottenere come si è visto, se tanto il diodo per la R.A.S. quanto il diodo rivelatore vengono alimentati dallo stesso circuito accordato.

Se si vogliono evitare completamente i due inconvenienti, si può ricorrere ad una delle soluzioni seguenti:

a) impiegare il cosiddetto circuito dei tre diodi o qualcuno dei circuiti derivati 1). Questa soluzione è preferibile per apparecchi di maggior costo;

b) rinunciare alla tensione di soglia per la R.A.S. La tensione per la R.A.S. viene prelevata dal diodo rivelatore. La tensione base per gli stadi a F.I. e a R.F. può essere allora provvista in vari modi, dei quali in seguito esporremo quello che ci pare il migliore. Questa soluzione è preferibile a qualsiasi altra per apparecchi di costo ridotto.

4. Circuito dei tre diodi.

Questo circuito ideato dalla Philips (2) è rappresentato dalla figura 4. Il diodo 1 funziona come rivelatore, e non merita cenni particolari. Il diodo 2 fornisce la tensione di comando per la R.A.S., senza tensione di soglia, dato che la resistenza R_1 è connessa diretta-

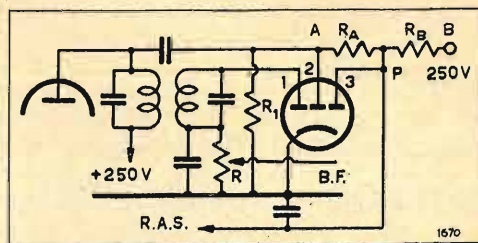



FIG. 4. - Schema comprendente il circuito detto dei tre diodi, per ottenere la R. A. S. con tensione di soglia senza introdurre distorsioni.

mente al catodo. Non vi è perciò distorsione, anche se il diodo 2 riceve la tensione a frequenza intermedia direttamente dal primario del trasformatore.

L'intervento della R.A.S., a partire da un determinato valore della tensione a R.F., si ottiene con l'aiuto del diodo 3, il cui funzionamento si può spiegare nel modo seguente:

Si consideri un diodo inserito come nella figura 5*a*, e si supponga che $+V_b$ rappresenti una tensione positiva costante (tensione anodica), e $-V_a$ una tensione negativa variabile (quella ottenuta dal diodo 2). Se non ci fosse il diodo, il punto *P* assumerebbe in ogni caso un potenziale V_p intermedio fra $-V_a$ e $+V_b$, dipendentemente dai valori di R_a e R_b. Al variare di $-V_a$, la tensione V_p varierebbe perciò come indica la retta tratteggiata in figura 5*b* essendo, come si può verificare facilmente:

$$V_o = V_b\, R_a / R_b \qquad [1]$$

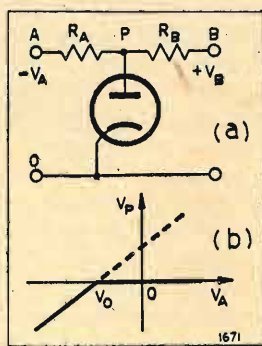



FIG 5. - *a*) Schema semplificato del circuito del diodo 3 della figura 4. *b*) Andamento di V_p (fig. 5*a*) in assenza (tratteggiato) e in presenza (linea continua marcata) del diodo.

La presenza del diodo, che nel senso placca-catodo presenta una resistenza trascurabile in confronto con R_a e R_b, impedisce praticamente che V_p possa diventare positivo, e pertanto al variare di V_a si ottiene per V_p l'andamento indicato con la linea più marcata nella figura 5*b* che è quello desiderato per l'attuazione di una R.A.S. con tensione di soglia.

Per mezzo della (1), si può dimensionare il circuito in modo da ottenere il valore desiderato per V_o.

Si noti che questo schema non richiede necessariamente l'impiego di un apposito triplo diodo: anzitutto si può talora impiegare, al posto del 3ª diodo, la terza griglia di un pentodo a FI, ammesso che sia accessibile come nella EF9. Inoltre, con qualche avvertenza, si possono unificare i diodi 1 e 2, i quali, a dir vero, ripetono la stessa funzione. Neppure è indispensabile che le valvole comandate siano polarizzate per caduta l'interesse che vi sarebbe a disporre di oscillazioni di

5. Circuiti con tutti i catodi collegati a massa.

Questa soluzione, vantaggiosa dal punto di vista economico, è possibile solo quando nell'apparecchio sono disponibili tensioni negative. Si usa generare tali tensioni inserendo opportune resistenze tra la massa e la presa centrale del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione: per polarizzare la griglia della valvola finale, è questa la sola soluzione ragionevole.

Per la preamplificatrice a B.F. si può invece usare una resistenza di griglia molto elevata collegata al catodo, per es. 10 MΩ, in modo che basti una lievissima corrente di griglia per dare una polarizzazione di oltre 1 volt. In queste condizioni, la conduttanza griglia-catodo si abbassa a minimi valori, e, per segnali dell'ordine di 0,2 volt, non subisce forti variazioni, cosicchè non si ha distorsione rilevante. I triodi ad alto μ (6Q7 - 6SQ7) sono molto adatti a questo circuito; non lo sono invece i triodi a basso e medio μ (EBC3) ed i pentodi in genere.

È tuttavia utile ricordare che nelle supereterodine esiste solitamente un'altra sorgente di tensione negativa e cioè la griglia della valvola oscillatrice. Tale tensione dipende dall'ampiezza delle oscillazioni locali: esse dipendono a loro volta dalla capacità di accordo e dalla posizione del commutatore di gamma. Malgrado l'interesse che vi sarebbe a disporre di oscillazioni di

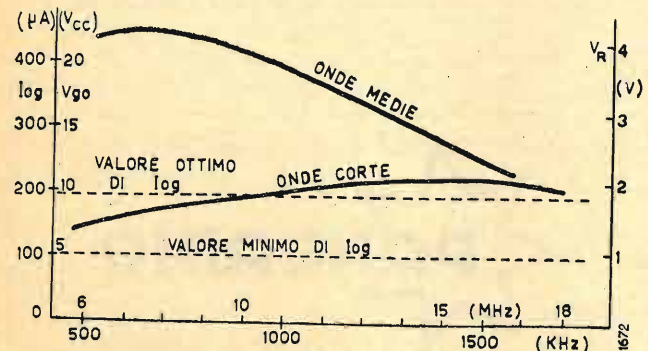



FIG. 6. - Andamento tipico, in funzione della frequenza, della corrente della griglia oscillatrice, della tensione continua ai capi della relativa resistenza di fuga di 50 kiloohm e della tensione di polarizzazione ricavata secondo lo schema della figura 7.

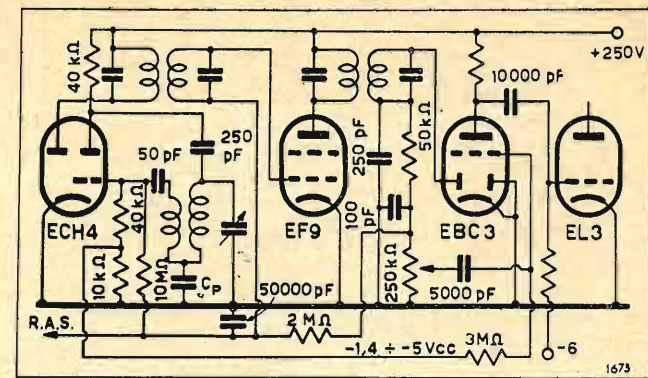



FIG. 7. - Circuito utilizzante la tensione negativa della griglia oscillatrice per la polarizzazione di altre griglie.

ampiezza costante (massima trasconduttanza di conversione), purtroppo in pratica variazioni abbastanza rilevanti debbono essere tollerate.

La valvola finale non può dunque essere polarizzata sfruttando la polarizzazione automatica della griglia dell'oscillatore. Infatti la tensione di griglia delle moderne finali è troppo critica. Inoltre la finale si esaurirebbe rapidamente se restasse priva di polarizzazione per un difetto dell'oscillatore.

Invece la preamplificatrice a B.F. non ha sempre limitazioni così severe quanto a polarizzazione di griglia, perciò il circuito può interessare; tanto più che sulla griglia dell'oscillatrice non è presente sensibile ronzio, mentre esso è spesso notevole per le tensioni negative ottenute nel modo classico.

Lo stesso vale per le valvole a RF. e F.I.; anzi dimostreremo che si può trarre addirittura vantaggio dal fatto che la tensione oscillatoria non è costante. Ci baseremo, a titolo di esempio, su un caso estremo di variazione della corrente della griglia oscillatrice, come quello della figura 6, relativo ad un ricevitore ad onde corte e medie, mentre la figura 7 mostra, ridotto all'essenziale, lo schema che si può impiegare. Nella figura 6 abbiamo sulle ascisse le frequenze, sulle ordinate di sinistra, sia la corrente di griglia dell'oscillatrice sia la polarizzazione negativa di questa, dovuta alla caduta di tensione ai capi della resistenza di 50kΩ. Sulle ordinate di destra sono indicate le polarizzazioni V_r assunte, in corrispondenza, dal circuito di R.A.S. (Griglia ECH4 ed EF9) in assenza di segnale, e trascurando l'influenza del potenziale di contatto del diodo rivelatore. Come si vede nella figura 7 il circuito della R.A.S. riceve un potenziale base negativo dalla griglia dell'oscillatrice attraverso ad un divisore di tensione composto delle resistenze da 10MΩ e 2MΩ, e dal potenziometro di 0,25MΩ. La R.A.S. non ha tensione di soglia poichè è prelevata dallo stesso diodo rivelatore.

Con la disposizione in esame è chiaro che la sensibilità dell'amplificatore a F.I. non è costante nelle due gamme e nei vari punti della scala. In onde corte, essa è lievemente maggiore dal lato delle frequenze minori, ciò che compensa in parte il minor rendimento del circuito di aereo. In onde medie l'amplificazione cade invece notevolmente verso l'estremo delle frequenze basse, ciò che diminuisce il pericolo di innesco della

---

(1) Un altro circuito che risolve il problema è quello descritto da: G. DILDA: *Circuito per la regolazione automatica amplificata della sensibilità.* «Elettronica», I, n. 1, genn. 1946, p. 8.

(2) *Réglage automatique du volume sonore* «Bull. Philips Miniwatt» n. 59, febb. 1940, p. 52.

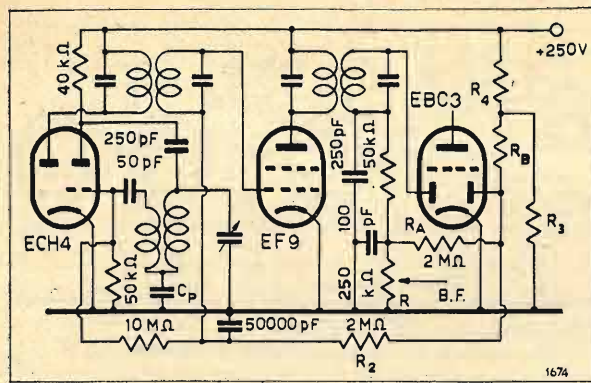



FIG. 8. - Schema analogo al precedente, ma atto ad introdurre una tensione di soglia senza che ciò causi distorsione.

F.I., pericolo notoriamente forte, quando il circuito di aereo è accordato su una frequenza prossima alla F.I. Con i valori riportati nelle figure 6 e 7, l'amplificazione a F. I. varia di circa 2,5 volte da un estremo all'altro della gamma delle onde medie, ciò che rappresenta, a nostro avviso, una condizione estrema che non deve essere superata.

Nella figura 7 viene mostrato come si possa polarizzare anche la preamplificatrice a B.F., utilizzando una parte della tensione negativa disponibile sulla griglia dell'oscillatrice. Anche questa polarizzazione varia molto, se prendiamo come base le condizioni della figura 6, cioè da 1,4 a 5 volt. Ciò è ammissibile per la EBC3, mentre per la 6SQ7 non si possono superare 2,4 volt: con quest'ultima valvola, l'oscillatore andrebbe riesaminato, oppure si dovrebbe impiegare un altro sistema di polarizzazione.

Infine la figura 8 mostra come si possono combinare i principi della figura 7 con uno schema di rivelazione e R.A.S. derivato dallo schema a tre diodi, ma senza l'impiego di valvole speciali.

Rispetto allo schema di figura 7, il quale è assai più semplice, il solo vantaggio consiste nel fatto che la R.A.S. ha una tensione di soglia. Il partitore R_3, R_4 consente di connettere il resistore R_b ad una tensione positiva minore di quella di alimentazione la quale condurrebbe a valori di R_b troppo elevati (centinaia di MΩ) per i normali valori della tensione di soglia V_0 (qualche volt) come risulta dalla (1).

AVVISO DELLA DIREZIONE

Alcuni lettori si sono lamentati per non aver trovato la nostra rivista presso il loro rivenditore abituale. Poichè il crescente aumento delle richieste rende inevitabile che qualche rivenditore resti sprovvisto di copie, raccomandiamo vivamente a tutti i nostri affezionati lettori di prenotare tempestivamente la rivista per mezzo dell'unito talloncino di c. c. postale, realizzando un sensibile risparmio ed ottenendo la certezza di ricevere la rivista al proprio domicilio, con anticipo rispetto alla distribuzione normale, e franco di ogni spesa.

Importo di ogni prenotazione L. 225.

LETTERE ALLA DIREZIONE

RIPRODUZIONI STEREOFONICHE

I risultati dell'inchiesta condotta da J. P. de Visser van Bloemen in merito all'apprezzamento della musica stereofonica [1] apportano un notevole contributo al chiarimento di una questione di primaria importanza: « l'ascoltatore medio apprezza la qualità di una riproduzione della voce e della musica? È conveniente proseguire sulla via dei perfezionamenti tecnici nei servizi di radiodiffusione, nel progetto delle apparecchiature, ecc., al fine di migliorare la qualità media delle riproduzioni sonore? ».

È evidente che l'opinione prevalente in merito, può influire in modo decisivo sull'orientamento prossimo e futuro della tecnica radio-elettroacustica.

Su questa rivista è stata più volte espressa la convinzione che l'ascoltatore medio è perfettamente in grado di distinguere ed apprezzare una riproduzione sonora quando essa è realmente superiore a quelle usuali.

Gli esperimenti della Philips, essendo stati effettuati col concorso di pubblico europeo, offrono una conferma particolarmente significativa in quanto il loro esito risulta in armonia con quello di altri esperimenti eseguiti negli S.U.A. [2]; dato che appare estremamente improbabile che fortuite coincidenze di fattori incontrollabili abbiano potuto influenzare nel medesimo senso lo svolgimento di prove di carattere statistico effettuate con diverse modalità in paesi differenti, ci sembra di dover riconoscere ai suddetti risultati, per quanto si riferisce all'argomento in discussione, un carattere di quasi universale validità.

Si rende pertanto manifesta l'opportunità che i ricercatori ed i progettisti tengano nel massimo conto il giudizio dell'ascoltatore medio le cui reazioni debbono, però, essere interpretate nel giusto senso, il che non sempre si verifica.

In molti ambienti tecnici si riscontra infatti un più o meno palese scetticismo circa l'utilità di migliorare la qualità delle radiotrasmissioni e delle apparecchiature di riproduzione. Per citare un esempio delle ragioni addotte per avvalorare tale convinzione, si osserva che l'ascoltatore generico posto in condizione di correggere il responso di un'apparecchiatura sonora, manifesta quasi invariabilmente la tendenza ad abbassare la tonalità e, perciò, a peggiorare la qualità della riproduzione.

(1) J. P. DE VISSER VAN BLOEMEN: *La musique stéréophonique au cinéma*. « Rev. tech. Philips », XI, n. 4, ott. 1949, p. 129. (Vedi anche recensione su questo numero).

(2) Si veda:
N. D. WEBSTER e F. C. MC PEAK: *Experiments in Listening*. « Electronics », n. 4, aprile 1947, p. 90-95.
H. F. OLSON: *Frequency Range Preference for Speech and Music*. « Electronics » XX, n. 8, agosto 1947, p. 80-81.
Recensiti su questa rivista, il primo nel n. 8 ed il secondo nel n. 10 del 1947.

Per dimostrare come questa interpretazione possa essere fallace, poniamo il seguente quesito: come si comporterebbe il medesimo ascoltatore se i disturbi e le distorsioni, anzichè diminuire, aumentassero rapidamente, con il restringersi della gamma delle frequenze riprodotte?

Non ci risulta che siano stati effettuati esperimenti in questo senso, ma riteniamo ugualmente di non andare errati presumendo che, nel caso considerato, l'ascoltatore medio manifesterebbe una tendenza opposta a quella normale.

Invero, la *qualità effettiva* di una riproduzione sonora è una grandezza che dipende in modo estremamente complesso da molteplici fattori oggettivi oltre che da imponderabili entità soggettive variabili da individuo a individuo. L'estensione della gamma riprodotta non rappresenta che uno dei suddetti fattori: altri, non meno importanti, come per esempio il livello dei disturbi, la distorsione di non linearità, l'uniformità del responso, ecc. si trovano normalmente in conflitto con il primo, talchè l'*optimum* di qualità, in una determinata situazione, si ottiene assegnando alla gamma riprodotta quell'estensione che dà luogo al migliore compromesso fra il realismo e la sgradevolezza della riproduzione.

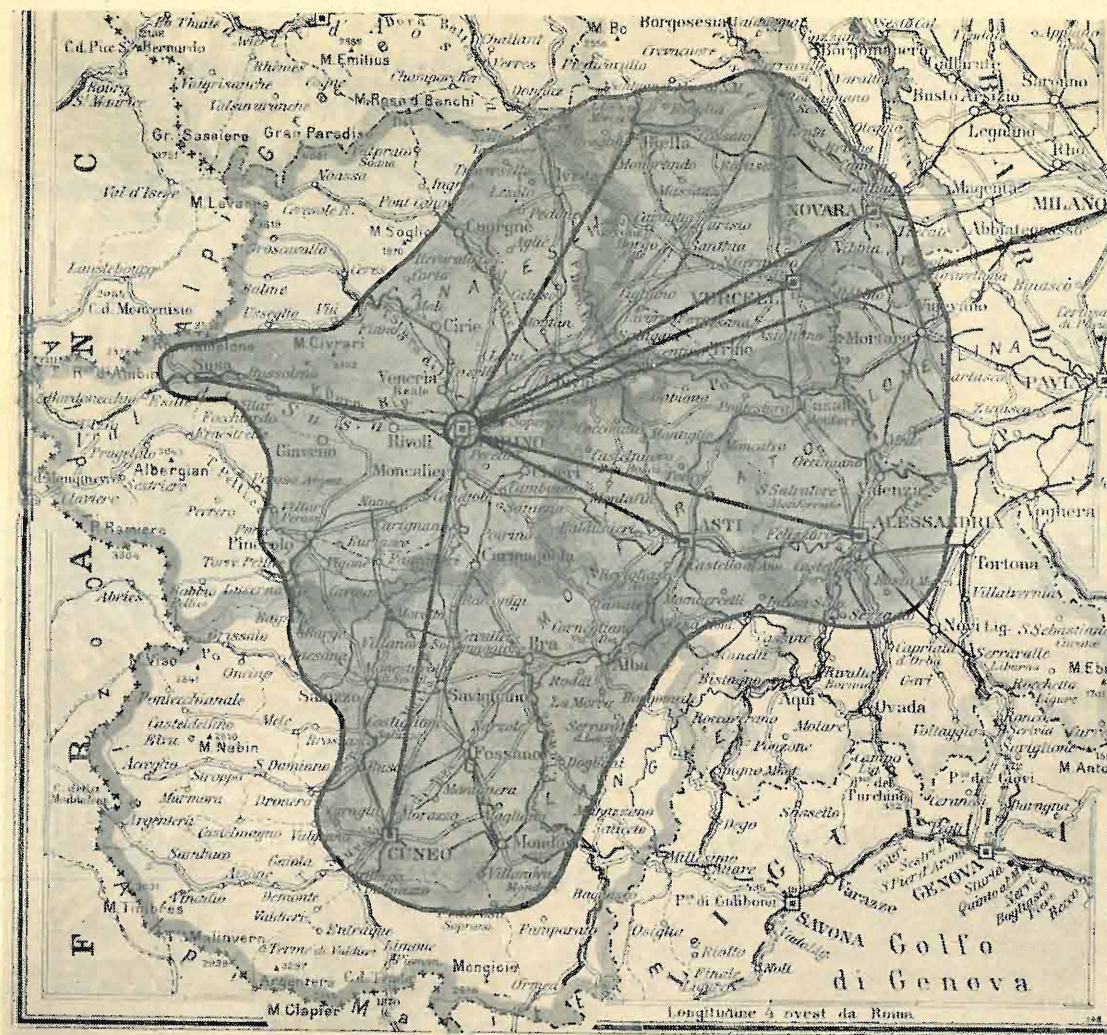
Pur ammettendo che si debba anche tener conto dell'influenza di eventuali fattori psicologici, come per esempio l'assuefazione a un dato tipo di tonalità istintivamente associato, per via dell'abitudine, al carattere artificiale del suono, ci sembra lecito concludere che la reazione dell'ascoltatore medio alle usuali riproduzioni deve essere interpretata come un sicuro indice della mediocre qualità delle medesime, non come un'incapacità ad intendere una qualità migliore.

Ciò non lascia adito a dubbi sulla convenienza di proseguire, anche in questo campo della tecnica, sulla via del progresso.

(499) GIUSEPPE ZANARINI

INDICAZIONI PER LA RISPOSTA A STAMPATELLO

Talvolta non ci è possibile rispondere alle lettere che ci pervengono perchè incomplete delle indicazioni necessarie o perchè tali indicazioni risultano incomprensibili.
Quando non è possibile scrivere tali indicazioni (nome, cognome, indirizzo) a macchina si prega di scriverle molto chiaramente a stampatello.

AREA DI SERVIZIO DEL TRASMETTITORE DI TELEVISIONE RAI - TORINO

E' stata rilevata l'area in cui il trasmettitore di Televisione R.A.I. di Torino viene ricevuto con buona intensità di campo cioè in condizioni da consentire una regolare ricezione con i normali ricevitori televisivi. Tale area è quella ombreggiata nella cartina sopra riportata.

Com'è noto il trasmettitore televisivo di Torino è installato sulla collina dell'Eremo e l'antenna si trova a circa 700 metri di altezza sul mare.

Le caratteristiche principali del trasmettitore sono le seguenti:

Onda portante video: 83,25 MHz.

Onda portante suono: 87,75 MHz.

Segnale video modulato in ampiezza (banda circa 5 MHz).

Segnale suono modulato in frequenza (±25 kHz).

Scomposizione dell'immagine in 625 righe.

25 quadri completi (50 semiquadri) al secondo.

Potenza sul segnale video 5 kW di punta.

Potenza sul segnale suono 2,5 kW.

La stazione, pur non osservando un orario di trasmissione ufficiale, trasmette abbastanza di frequente documentari e talora anche programmi di attualità.

Generalmente le trasmissioni avvengono la sera del lunedì (21,30-22,30) e nei pomeriggi di mercoledì e venerdì (16,30-17,30 circa).

Le trasmissioni hanno per ora sempre carattere sperimentale.

(509)

Numero di licenze di radio ricezione rilasciate nelle zone europee.

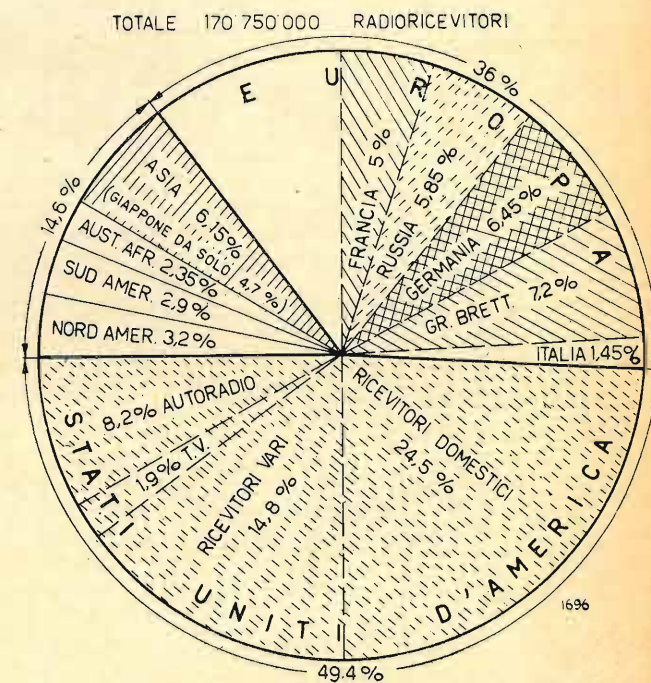
Paese	N. di licenze	Data	Densità radiofonica	Tassa annuale in moneta nazionale
Albania	40.025	31-12-1948	2,66 %	?
Algeria	163.877	20- 4-1949	1,87 %	
Austria	1.100.000	1- 4-1949	16,56 %	54 sh.
Belgio	1.276.645	31- 5-1949	14,84 %	144 frs.
Bielorussia	86.000	1- 8-1946	0.92 %	36 rubli
Bulgaria	285..000	1- 1-1948	2,92 %	
Carelia Finlandese	15.000	1- 8-1946	3,19 %	36 rubli
Cecoslovacchia	2.108.469	1- 1-1949	17,22 %	300 Krs
Danimarca	1.177.608	31- 3-1949	29,1 %	15 Krs
Egitto	183.030	1-11-1948	0,96 %	80 piastre + 5 per valvola
Estonia	35.000	1- 8-1946	3,11 %	36 rubli
Finlandia	629.907	1- 1-1949	16,1 %	500 marchi
Francia	6.165.530	1- 3-1949	15 %	
Germania	9.834.801	—	15,13 %	24 marchi
Gran Bretagna	11.639.500	1- 3-1949	25,72 %	radiodiff.: 1 £ - radiodiff. + televisione: 2 £
Grecia	40.000	1- 9-1947	0,53 %	10.000 dracme
Irlanda	261.321	1- 1-1949	8,84 %	12 sh. 6
Islanda	34.692	1- 1-1948	26,27 %	100 Kronurs
Italia	2.204.580	1- 1-1949	4,78 %	2.450 lire
Iugoslavia	260.000	31- 3-1949	1,65 %	480 dinari in Serbia, Croazia e Slovenia, 360 dinari nelle altre Repubbliche
Lettonia	50.000	1- 8-1946	2,56 %	36 rubli
Libano	13.846	1945	1,73 %	?
Lituania	32.600	1- 7-1946	1,13 %	36 rubli
Lussemburgo	48.944	1- 1-1949	17 %	96 franchi
Malta	15.903	1-12-1946	6,36 %	radiodiff.: 1 £ - radiodistribuzione: 1 £ 10 sh.
Marocco	95.577	30- 4-1949	1,11 %	
Moldavia	15.000	1- 8-1946	0,6 %	36 rubli
Monaco	10.000	1-12-1948	40 %	niente
Norvegia	622.000	1-11-1948	20,46 %	20 Krs (5 Krs nelle regioni dove la ricezione è cattiva)
Paesi Bassi	1.733.868	1- 5-1949	17,83 %	12 fiorini
Polonia	1.032.817	1- 4-1949	4,34 %	
Portogallo	172.043	1- 3-1949	2,07 %	100 scudi
Rumenia	226.000	1- 5-1949	1,41 %	180 lei mensili
Spagna	395.904	1- 1-1947	1,45 %	37 a 50 pesetas (secondo la potenza dell'apparecchio)
Svezia	2.054.303	1- 4-1949	30 %	10 Krs
Svizzera	977.971	1- 5-1949	22,74 %	20 franchi
Siria	30.000	1- 5-1949	0,92 %	10 livres
Tunisia	44.869	1- 5-1949	1,38 %	
Turchia	232.475	1- 7-1948	1,8 %	
Ucraina	678.000	1- 8-1946	1,70 %	36 rubli
Ungheria	507.941	1- 5 1949	5,58 %	120 forints
U.R.S.S. (sino al 40° long. Est)	5.500.000	1-10-1948	12,50%	36 rubli

(489/219)

STATISTICA MONDIALE DEGLI APPARECCHI RADIO

Si valuta che nel febbraio del corrente anno in tutto il mondo siano in funzione 170.750.000 apparecchi.

Per quanto riguarda gli Stati Uniti d'America, che da soli hanno in funzione circa la metà di tali apparecchi, si ricorda che nel 1922 in 260.000 case vi era almeno un apparecchio radio; nel totale erano funzionanti 400.000 apparecchi.

Al 1° gennaio 1950 in 42 milioni di case erano in funzione circa 63.000.000 di apparecchi radio mentre circa 14.000.000 di automobili avevano installato il loro radio ricevitore.

La produzione degli U.S.A. partita con 100.000 unità nel 1922 ha raggiunto il suo massimo produttivo nel 1947 con oltre 17.000.000 di apparecchi (circa 66.000 apparecchi al giorno; 8200 all'ora; 135 al minuto!).

Questo ramo dell'industria ha rappresentato nell'economia degli U.S.A. la rispettabile somma di 2.722.500.000 dollari; qualcosa come 1700 miliardi di lire italiane. Viene perciò spontaneo pensare quanto sia esatto il termine che la finanza americana ha dato a questa nuova e giovane industria « A big business », un grosso affare!

(501/236) R. Z.

J. P. de Visser van Bloemen: *"La musica stereofonica nel cinema"* (La musique stereophonique au cinema). « Rev. techn. Philips », XI, n. 4, ott. 1949, p. 129-130.

L'A. espone i risultati di una inchiesta svolta presso il pubblico in merito all'apprezzamento della riproduzione stereofonica della musica.

Le prove sono state effettuate nel « Chicago-Theater» di Eindhoven nell'ottobre del 1948. Nell'intervallo fra il « documentario » ed il film principale furono eseguiti intermezzi musicali facendo uso di apparecchiature stereofoniche a due canali.

In merito a una estensione della riproduzione stereofonica al film sonoro, l'A. rileva che essa non può ancora essere considerata come imminente perchè si prevede che le modificazioni che dovrebbero essere apportate agli apparecchi saranno provvisoriamente ritenute come troppo onerose. D'altra parte nel caso del film sonoro il miglioramento sarebbe meno percettibile perchè la sensazione di un'erronea direzione del suono risulta parzialmente corretta dall'impressione visuale dell'immagine. Viceversa, per quanto concerne la musica d'intermezzo, il suono deve essere apprezzato per se stesso specialmente quando, trattandosi di una riproduzione elettroacustica, l'attenzione non può essere distratta dalla vista degli esecutori. L'esperimento riuscì perciò molto utile al fine di accertare il miglioramento della riproduzione con la stereofonia.

La musica riprodotta faceva parte di una serie di registrazioni stereofoniche su nastro magnetico eseguite dalla Sezione Elettroacustica della Philips.

Il responso del complesso di riproduzione era praticamente unifome nell'intera gamma delle frequenze musicali (attenuazione minore di 2 dB a 10 000 Hz).

Furono distribuiti al pubblico questionari di cui si riporta il testo:

1) Desiderate che programmi musicali stereofonici siano regolarmente presentati nei cinematografi? Risposte possibili: *a*) sì, *b*) non m'interessa, *c*) no.

2) Secondo il vostro parere la qualità di riproduzione che avete inteso è migliore di quella che ascoltate normalmente al cinema? Risposte possibili: *a*) sì, grande differenza; *b*) sì, poca differenza; *c*) no.

I questionari concedevano eventuali altri rilievi:

I risultati sono compendiati nel seguente specchio:

Questione	*Numero di risposte* a)	b)	c)
1	5764 (79 %)	1350 (18,5 %)	199 (2,73 %)
2	5548 (76 %)	1650 (22,6 %)	115 (1,58 %)

All'incirca 800 risposte pervennero con commenti: 200 spettatori si dichiararono entusiasti mentre altri si lagnarono della tonalità troppo acuta del suono.

A questo proposito l'A. osserva che il pubblico, non essendo abituato alla percezione di frequenze molto acute nella riproduzione della musica, può essere indotto a considerare come non naturale una riproduzione a larga banda, ciò che, presumibilmente, potrebbe essere evitato qualora esso pervenisse ad eliminare qualsiasi associazione di idee con la « musica meccanica ».

L'A. conclude dichiarando che ha ritenuto interessante rendere noti i risultati di questa inchiesta nonostante che l'esperienza abbia provato che una consultazione statistica del pubblico non sempre fornisce risultati sicuri: esperimenti in grande scala potranno essere effettuati non appena si disporrà di un repertorio sufficentemente vario di appropriate registrazioni stereofoniche.

(498) G. Z.

F. I. V. R. E.: ***Filamenti riscaldatori a matassa per valvole con accensione in serie.*** Informazione Tecnica n. 15 (marzo 1950).

Vengono descritti i riscaldatori a matassa, che sono ora usati nei tubi ad elevata tensione di accensione (ad esempio 35 e 50 volt). Essi non soffrono delle normali variazioni della tensione di rete e sono molto più resistenti alle sollecitazioni che si producono all'atto della accensione e che sono normalmente la causa principale della rottura dei riscaldatori ad elica.

Per la fabbricazione dei filamenti a matassa si parte dal filo di tungsteno, trafilato al voluto diametro e su di esso si deposita il rivestimento isolante, che è costituito da uno strato di alundum (polvere di ossido di alluminio previamente fuso) ceramificato; la deposizione e la ceramificazione vengono eseguite in modo continuo (fig. 1). Il filo, svolgendosi da una bobina,

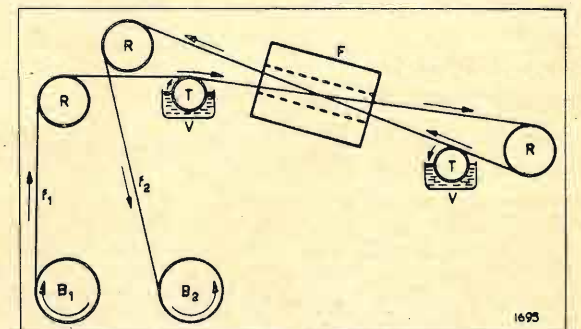



Fig. 1. - Schema della macchina per il rivestimento continuo dei filamenti B_1 = bobina di filo da rivestire (f_1 filo nudo); R = rulli di guida; V = vaschetta contenente la miscela; T = rulli trasportatori della miscela dalla vaschetta al filamento che scorre sulla loro parte superiore; F = forno di calcinazione; B_2 = bobina di filo rivestito (f_2 filo rivestito).

viene guidato per mezzo di una serie di rulli, fino a una seconda bobina, sulla quale si riavvolge. Durante il percorso tra le due bobine il filo si immerge successivamente in una miscela composta da una sospensione di ossido di alluminio in una soluzione di nitrato di alluminio. A seguito di ogni immersione viene ad aderire sul filo un velo di ossido e nitrato di alluminio, di spessore uniforme.

Tra una immersione e la successiva il filo passa in un fornetto ad aria, a temperatura tale che sul velo depositato il nitrato di alluminio si riduce ad ossido (calcinazione), colmando gli interstizi fra i granuli di alundum. Lo spessore finale del rivestimento isolante, per i diversi tipi di filamenti, viene regolato variando il numero delle immersioni e dei passaggi in forno intercalati fra le immersioni.

Dopo l'ultimo passaggio in forno di calcificazione il filo attraversa, eventualmente sulla stessa macchina o su apposito complesso separato, un forno ad idrogeno ad alta temperatura (oltre 1500°C) in cui si compie la ceramificazione dell'allumina. Pertanto sulla bobina finale si riavvolge un filo completamente ricoperto, in modo uniforme, dal rivestimento di alundum, dello spessore richiesto dal particolare tipo di filamento.

Il filo rivestito viene poi piegato e tagliato alla misura voluta su altra apposita macchina.

Si pone in evidenza come questo tipo di costruzione sia particolarmente adatto nel caso di riscaldatori necessariamente lunghi e sottili.

Il filamento risulta infatti assai meno tormentato meccanicamente di quanto non avvenga per altri tipi di costruzione; risultano pertanto, come s'è detto, assai più rare le rotture, specialmente nel caso di ripetute accensioni.

Vengono infine descritte le prove di durata e di selezione che si eseguiscono in parte sul 100 % dei riscaldatori prodotti ed in parte su un numero più limitato di esemplari.

(495)

CONCORSO RADIOMARELLI

Come è noto la RAI ha organizzato un concorso denominato GIUGNO RADIOFONICO 1950.

La RADIOMARELLI, per affiancare tale iniziativa, ha stabilito di rimborsare il prezzo dell'apparecchio ai vincitori del Concorso RAI che abbiano fatto acquisto di un ricevitore RADIOMARELLI dal 15 Maggio al 30 Giugno 1950.

Inoltre al Rivenditore che avrà venduto l'apparecchio RADIOMARELLI al Cliente che sarà sorteggiato e figurerà fra i vincitori del Concorso RAI, **REGALERA' UN APPARECCHIO FIDO 9U65.**

Gli interessati possono chiedere informazioni alla RADIOMARELLI — Corso Venezia n. 51 — MILANO.

PRESENTAZIONI

E. Perucca: ***Fisica Generale e Sperimentale.*** Edit. « U.T.E.T. » Torino. VI ediz. 1949. Vol. I Meccanica - Calore. XXIV + 802 pag., formato cm. 17,5 × 22, con 713 figure. Prezzo L. 5500.

Vol. II Ottica - Elettricità e magnetismo. XX + 1052 pag. stesso formato, con 1000 figure. Prezzo L. 7500.

La nuova edizione del noto trattato di fisica del prof. Perucca chiede di essere attentamente studiata anche da chi già conosce le edizioni precedenti; infatti l'autore mantiene con molto impegno il patto che, nella premessa alla quinta edizione, dichiarava d'aver fatto con se stesso, e cioè: « ho stabilito con me stesso di non rinunciare a nessuna occasione per migliorare il mio trattato ».

La distribuzione della materia, pur essendo numerose le aggiunte, non è cambiata; ma tutta l'esposizione risente del nuovo modo di considerare le formule fisiche, riguardate come esprimenti relazioni tra grandezze e non tra numeri; tale novità « tenue nel primo volume, è invece molto appariscente nell'elettromagnetismo ».

Per capire di che si tratta, si leggano i paragrafi 5, 6, 7, 8, 9 del 1° volume (da pag. 5 a pag. 19). Qui si trova pure spiegato che cosa sono i sistemi di unità di misura e quand'è che un sistema di unità è *coerente* rispetto ad un gruppo di unità primitive (usando unità coerenti, e nelle formule non appaiono coefficienti dipendenti dalla scelta delle unità).

Ma per quanto sia desiderabile e possibile usare insiemi coerenti di unità (ed allora rimane arbitraria una sola unità di misura p. es. quella di lunghezza) la cosa non è sempre conveniente. Ciò avviene specialmente nell'elettromagnetismo, per la cui trattazione si possono adottare punti di partenza diversi; per la stessa classe di grandezze si hanno così formule di definizioni diverse, collegamenti pure diversi con le grandezze fondamentali e molteplici unità di misura tutte effettivamente usate.

Non sarebbe desiderabile scrivere delle formule facilmente e sicuramente usabili per il calcolo di una delle grandezze, che in esse compaiono, in funzione delle altre, qualunque siano le unità di misura scelte per le varie grandezze? Certamente sì, ebbene, chi vuole conoscere un modo [1] di ottenere ciò, studi l'opera del prof. Perucca, nella quale inoltre troverà tante altre cose interessanti, che qui rapidamente indicherò.

Nel *1° volume* segnalerò anzitutto le osservazioni critiche sulla omogeneità delle formule contenenti grandezze angolari (pag. 109, in nota); i legami tra battimenti e modulazione (pag. 137); il capitolo sui campi vettoriali (pag. 153 e seg.), completamente riorganizzato per dare trattazione omologa ai campi conservativi per il flusso e a quelli conservativi per il lavoro; le osservazioni sul principio di azione e reazione e la simmetria nei fenomeni fisici (pag. 239). Il lettore non si lascerà sfuggire quanto riguarda la generazione e ricezione di onde elastiche (acustica) e la distinzione tra la misura in decibel dei livelli sonori e la misura della sensazione sonora in fon nuovi (pag. 576); potrà meditare sul calcolo del lavoro esterno per espansione di un gas (pag. 608); vedrà con piacere l'integrale applicazione del principio di equivalenza con l'eliminazione dalle formule dell'equivalente meccanico della caloria (della quale è data la nuova definizione a pag. 687); vedrà studiate le politropiche di un gas perfetto (pag. 705); spiegato il principio della termodiffusione per la separazione di gas con masse molecolari diverse e in particolare di isotopi gassosi (pagina 762).

Non meno notevoli sono le aggiunte e le modifiche nel *2° volume*. Completamente rinnovato è quanto riguarda la *fotometria* (da pag. 90 a pag. 100, e da pagina 330 fino a pag. 360); in particolare è da notare la definizione di luce bianca (pag. 333), e la definizione del sistema fotometrico nuovo (pag. 336). In elettricità e magnetismo oltre alla innovazione fondamentale dei sistemi di unità di misura, innovazione che si ripercuote su tutta la trattazione, molte sono le variazioni, aggiunte, rielaborazioni. Profondamente modificato è il capitolo sul magnetismo (pag. 375 e seguenti); il paragrafo sulla polarizzazione elettrolitica (pag. 719); molti paragrafi sull'induzione elettromagnetica (pagina 730 e seguenti: da notare lo specchietto per l'applicazione della regola delle 3 dita a pag 748, in nota); il paragrafo sull'energia magnetica di sovrapposizione (pag. 777). Importante il riepilogo sulle misurazioni elettriche (pag. 788), con l'augurio che siano abbandonate le unità legali ed adottate esclusivamente le unità pratiche assolute.

Molto interessante (specie per i lettori di « Elettronica ») tutto il capitolo quindicesimo dove si trova, tra l'altro, la trattazione del ciclotrone e del sincrotrone (pag. 888 e seg.),, quella del betatrone (pag. 907) ed un'esauriente esposizione di fisica nucleare (da pagina 933 a pag. 946) tanto più notevole perchè in un ristretto numero di pagine si trova quanto occorre conoscere per orientarsi in questo argomento di così viva attualità.

Queste che ho indicato sono le principali innovazioni. Ma tutta l'opera è nuova nello spirito e merita, come ho detto, di essere ristudiata anche da chi già la conosceva attraverso le edizioni precedenti.

(497/240) F. O.

[1] Si dice un modo perchè si può procedere anche in modo diverso.

G. Dilda: ***Ricevitori per modulazione di frequenza.*** Editrice « Levrotto & Bella » Torino 1950. Un volume litografato di 143 pag., formato cm. 17,5 x 25 con numerose figure e tabelle. Prezzo L. 600.

Il volume tratta dei radioricevitori a modulazione di frequenza ed è un compendio delle lezioni che l'Autore svolge per il Corso di perfezionamento in Comunicazioni Elettriche presso il Politecnico di Torino.

Il trattato è diviso in tre capitoli. Nel primo capitolo, dopo un breve cenno storico sugli sviluppi dell' modulazione di frequenza, vengono trattati argomenti di carattere generale: definizione dei tre sistemi di

modulazione di un'onda portante (di ampiezza, di fase e di frequenza); esame dei vantaggi e degli inconvenienti della MF; comportamento di un ricevitore a MF nei riguardi delle interferenze, dei rumori di fondo e dei disturbi impulsivi.

Il secondo capitolo è dedicato alla descrizione ed all'analisi del funzionamento degli stadi caratteristici di un ricevitore a MF: stadi limitatori e circuiti rivelatori di frequenza. Questi ultimi specialmente sono oggetto di una estesa ed interessante trattazione. Dopo un cenno all'ormai sorpassato rivelatore a circuiti accordati lateralmente, l'Autore analizza i vari sistemi di rivelazione attualmente in uso inclusi i più recenti e cioè: il classico « discriminatore », il rivelatore a rapporto (ratio detector), il rivelatore a trascinamento, il rivelatore di fase Philips e, infine, il rivelatore a superreazione « Fremodyne ». La descrizione del funzionamento dei suddetti rivelatori, notevole per chiarezza e semplicità, è corredata di schemi pratici, dati costruttivi e procedimenti di taratura.

Il terzo capitolo tratta della regolazione automatica della frequenza per mezzo delle cosidette « reattanze elettroniche ». Il funzionamento dei « tubi di reattanza » viene ivi minutamente analizzato con particolare riferimento alle condizioni di lavoro che si verificano nei ricevitori a MF (frequenze molto elevate). L'Autore descrive vari tipi di circuiti di « tubi a reattanza » illustrandone ampiamente le caratteristiche ed i criteri di dimensionamento ed esamina, infine, il comportamento generale dei regolatori automatici di frequenza accennando ad alcuni inconvenienti pratici di essi ed alla loro possibile eliminazione.

Anche prescindendo dal suo carattere di novità il volume è assai pregevole per la chiarezza di esposizione della materia, nella quale l'Autore si è costantemente mantenuto aderente alla realtà pratica pur non trascurando di esporre in forma piana i più importanti sviluppi analitici concernenti la composizione spettrale di un'onda modulata in frequenza e il dimensionamento dei circuiti di reattanza.

Il volume, pur essendo concepito come testo per un corso accademico di specializzazione, costituisce materia di utile consultazione anche per tecnici, progettisti e per quanti s'interessano di questioni inerenti alla MF. Quest'ultima è certamente destinata ad un notevole sviluppo nel nostro Paese: ci auguriamo quindi che l'Autore voglia proseguire nella sua felice iniziativa ampliando le future edizioni sia con complementi analitici sui complessi fenomeni che intervengono, nei ricevitori a MF, anche nello stadio di conversione ed in quelli di amplificazione a frequenza intermedia, sia con una ancora più estesa dotazione di schemi pratici e dati costruttivi.

(494/239) G. Z.

A. La Rosa: ***La trasmissione della radio frequenza*** (Linee - Antenne - Propagazione - Guide d'Onda). Editrice « Levrotto & Bella » Torino 1950. Volume litografato di pag. 346, formato cm. 17 × cm. 25, con 186 fig. Prezzo L. 1800.

Il volume è frutto degli appunti raccolti per il Corso tenuto dall'Autore, che è un'ingegnere della RAI, ai periti industriali presso l'Associazione Periti di Torino, nel 1949.

L'opera illustra i principi teorici della trasmissione dell'energia a radiofrequenza e dà un panorama dettagliato dell'uso e del funzionamento degli aerei.

Il libro inizia con lo studio dell'accoppiamento dello stadio finale di un trasmettitore alla linea di trasmissione a radiofrequenza. (Cap. I). I Capitoli successivi trattano rispettivamente delle linee di trasmissione dell'energia a radio frequenza, della radiazione (antenne trasmittenti), della propagazione, delle antenne riceventi, ed infine delle guide onda.

La trattazione usa frequentemente l'analisi matematica e contiene sviluppi analitici che non sempre sono alla portata della maggior parte dei tecnici ai quali il volume è indirizzato. D'altra parte il volume non manca di numerose parti descrittive a carattere eminentemente pratico nelle quali vengono esaminati i sistemi ed i mezzi impiegati nella trasmissione dell'energia a radio frequenza.

L'opera raccoglie in maniera chiara e logica numerosi dati e figure apparsi su lavori originali di autori italiani e stranieri, e colma perciò una lacuna nella letteratura tecnica italiana. Notevole sotto questo aspetto il lavoro svolto nei capitoli III e IV per quanto riguarda gli aerei per onde corte ed ultra corte.

Il testo, benchè a stampa litografata, è chiaro; buone le figure.

(502/241) R. Z.

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

COMUNICATI DELLA DIREZIONE

PRENOTAZIONE DI ELETTRONICA

Coloro che desiderano ricevere la Rivista franco di porto possono prenotarla, inviando vaglia di

L. **225** (duecentoventicinque)

per ogni copia all'Amministrazione: Via Garibaldi 16, Torino

AVVISO AI LETTORI

Per irregolarità amministrativa di alcuni distributori, in alcune località la rivista non verrà più distribuita regolarmente. Pertanto coloro che desiderano averla potranno rivolgersi direttamente alla nostra Amministrazione, Torino - Via Garibaldi 16, inviando vaglia di L. 225 (duecentoventicinque), la riceveranno franco di porto.

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.

ABBONAMENTI

Ricordiamo che i canoni di abbonamento sono fissati come segue:

Abbonamento a	6 numeri	L.	**1350**
»	» 12	»	» **2500**
»	» 24	»	» **4250**
»	» 36	»	» **5800**

Ogni abbonamento può decorrere da qualsiasi fascicolo, in tal modo anche chi abbia già acquistato il presente fascicolo, può fare l'abbonamento a partire dal successivo, usufruendo così di tutti i vantaggi che ne conseguono e cioè: economia, certezza di ricevere il numero a domicilio con anticipo rispetto all'uscita nelle edicole, e così via. È inoltre prevista una forma di *abbonamento rateale*. Questo particolare abbonamento potrà essere fatto prenotando ogni volta il fascicolo successivo al prezzo di

Lire 225 anzichè 250.

Tutti i versamenti si possono fare mediante il Bollettino di c/c postale allegato a ciascun fascicolo della rivista.
Gli abbonati avranno diritto ad una inserzione gratuita di 25 parole ogni sei mesi. Essi godranno inoltre dello sconto del 10 % su tutte le pubblicazioni messe in "Servizio di libreria".

TELEVISIONE ITALIANA

(Supplemento mensile di "Elettronica e Televisione")

Un numero L. 150. Abbonamento a 12 numeri L. 1500

Abbonamento cumulativo a:
"ELETTRONICA e TELEVISIONE"
ed a:
"TELEVISIONE ITALIANA" L. 3500

Prenotazione per il prossimo numero di *"Televisione Italiana"* L. 125

Prenotazione per il prossimo numero di ambedue le riviste *"Elettronica"* e *"Televisione"* L. 325

Usate per i pagamenti e le prenotazioni l'unito modulo di c.c. postale.

Maggio 1950

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali
Certificato di Allibramento
Versamento di Lire ...
eseguito da ...
residente in ...
via ...
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA via Garibaldi 16 . Torino
Addì (¹) ... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accett.
Bollo a data dell'Ufficio accettante
N. ... del bollettario ch 9

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali
Bollettino *per un versamento di L.* ...
Lire ... (in lettere)
eseguito da ...
residente in ...
via ...
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA - Via Garibaldi 16 - Torino
nell'Ufficio dei conti correnti di ...
Firma del versante
Addì (¹) ... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accett.
Tassa di L. ...
Cartellino del bollettario
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
Ricevuta *di un versamento*
di L. ...
Lire ... (in lettere)
eseguito da ...
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA - Torino
Addì (¹) ... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ...
Cartellino numerato del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato.

Indicare a tergo la causale del versamento

(¹) **La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.**

Spazio per la causale del versamento. (La causale è obbligatoria per i versamenti a favore di Enti ed Uffici pubblici).

Decorrenza abbonam. ....

Nome ....

Indirizzo ....

Parte riservata all'Ufficio dei conti correnti.

N. .... *dell'operazione.*

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Verificatore

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.
Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni Ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti, che può essere consultato dal pubblico.
Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'Ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.
Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.
Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.
I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai proprii corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli Uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.
A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'Ufficio conti rispettivo.
L'Ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

TARIFFA PER I VERSAMENTI

I pagamenti eseguiti da chiunque negli Uffici Postali dei capoluoghi di Provincia **sono esenti da tasse.**

Per i versamenti eseguiti in ogni altro Ufficio si applicano le seguenti tasse:

Fino a L. 5000 — tassa L. 3
Oltre L. 5000 — tassa L. 6

SERVIZIO DI LIBRERIA

ELENCO DELLE OPERE DISPONIBILI ATTUALMENTE

G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. II, Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1400

G. DILDA: *Radioricevitori*. Parte I, II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radioricevitori*. Parte II (Ricezione delle onde modulate in frequenza). Ediz. 1950 (Un volume litografato di 148 pagine con 52 figure e una tavola fuori testo). Prezzo L. 600

A. PINCIROLI: *Tubi elettronici*. Ediz. 1949 (Un vol. litografato di 327 pag) Prezzo L. 1300

G. SACERDOTE e C. BASILE: *Tubi elettronici e loro applicazioni*. (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure). 1936. Prezzo L. 500

A. PASCUCCI: *Enciclopedia pratica di radiotecnica*. (Un volume in ottavo di 16,5x24 cm. di 1135 pag. rilegato in tela). Ediz. 1948. Prezzo L. 4550

E. WRATHALL - R. ZAMBRANO: *Teoria e calcolo dei traslatori per altoparlante*. (Un vol. litografato di 43 pag. con 19 figure), I Ristampa 1949. Prezzo L. 150

DR. PROVENZA: « *Vademecum per aspiranti Radio Telegrafisti* ». Ministero Poste e Telecomunicazioni. Volume in sedicesimo di 40 pagine. Prezzo L. 300.

F. E. TERMAN: *Radio Engineering*. III Edizione 1947. McGraw-Hill. Volume in ottavo di 970 pagine, rilegato in tela. Prezzo L. 6600.

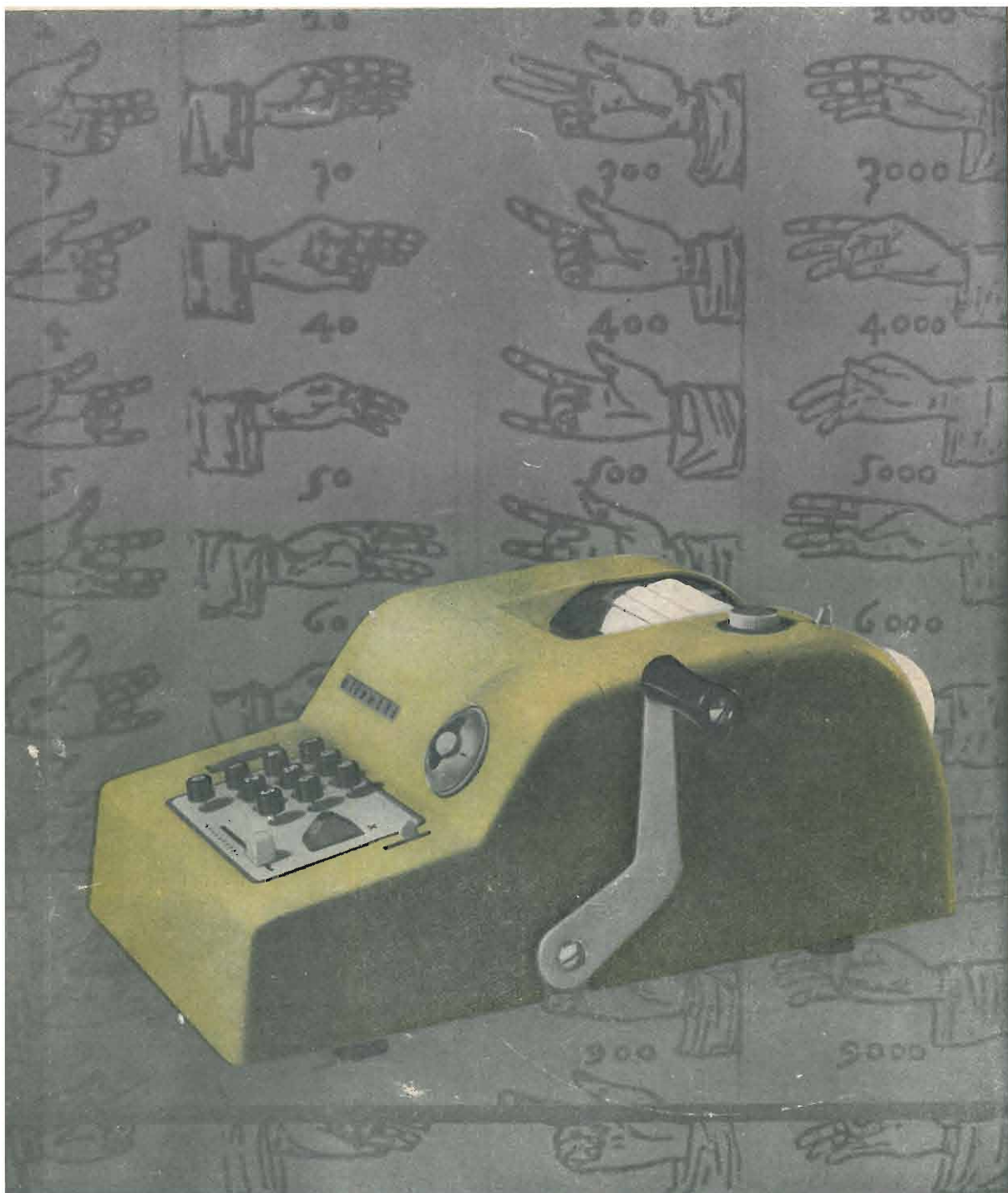
R. C. A. *Tube Handbook* (3 volumi a fogli mobili aggiornabili). Prezzo L. 10.000

ABBONAMENTI A RIVISTE

Electronics:
1 anno L. 12 500 2 anni L. 20 000 3 anni L. 25 000

Journal of the Television Society: 1 anno L. 2250
Tele - Tech: 1 » L. 3500
Electronic Engineering: 1 » L. 3000
Radio and Television News (già *Radio News*): 1 » L. 3500
Radio Electronics (già *Radio Craft*): 1 » L. 3000
Wireless World: 1 » L. 2250
Wireless Engineering: 1 » L. 2500
The Wireless and Electrical Trader: 1 » L. 3000
R.C.A. Review: 1 » L. 2250
The Journal of the British Institution of Radio Engineers: 1 » L. 6000

CORRISPONDENZA

Avvertiamo che, dato il considerevole numero di lettere che ci pervengono, siamo costretti a non rispondere a coloro i quali non allegano L. 50 in francobolli per la risposta.

Olivetti Summa 15

"ogni calcolo alla mano,,

Addizionatrice scrivente azionata a mano che racchiude in dimensioni ridotte le capacità di lavoro di un calcolatore completo: addiziona, sottrae direttamente, moltiplica, dà i totali anche negativi con un solo colpo di manovella. Prodotta in grandi serie dalla fabbrica Olivetti è un moderno mezzo di lavoro destinato ad avere una larga diffusione e ad esercitare una notevole azione calmieratrice per il suo prezzo modesto.